



27  
207  
**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**"DISEÑO DE UNA ESTACION METEOROLOGICA  
PORTATIL EN BASE A UN MCU"**

**TESIS PROFESIONAL**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N

CARLOS JESUS CANTU PATIÑO

JESUS MANUEL GARCIA RIVERA

JUAN HERNANDEZ CALDERON

FRANCISCO JAVIER ZAVALA MORALES

DIRECTOR: M. I. JUAN CARLOS ROA BEIZA



MEXICO, D. F.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

1989



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

## INDICE

INTRODUCCION . . . . .	1
I. SEMBLANZA DE LA TIERRA . . . . .	4
I.a. Orbita de la Tierra. . . . .	7
I.b. La Inclinação de la Tierra y las Estaciones. . . . .	8
I.c. Origen del Campo Magnético. . . . .	11
I.d. Energía Generatriz del Campo. . . . .	14
I.e. Constante Solar. . . . .	16
I.f. Absorción de la Atmósfera Terrestre. . . . .	19
I.g. Gravedad y Rotación de la Tierra. . . . .	21
II. ATMOSFERA DE LA TIERRA Y CLIMA . . . . .	23
II.a. Atmósfera Secundaria. . . . .	24
II.b. Fotosíntesis, Oxígeno y Bioxido de Carbono. . . . .	25
II.c. Vapor de Agua, Nubes y Precipitación. . . . .	29
II.d. Presión y Temperatura. . . . .	34
II.e. Vientos Predominantes y Factores Perturbadores. . . . .	39
II.f. Depresiones o Borrascas. . . . .	43
II.g. Anticiclones, Tormentas, Huracanes y Tornados. . . . .	46
II.h. Predicción del Tiempo y Clima. . . . .	49

III. VARIABLES A REGISTRAR . . . . .	60
III.a. Medidor de Temperatura. . . . .	60
III.b. Medidor de Humedad. . . . .	87
III.c. Medidor de Precipitación Pluvial. . . . .	134
III.d. Medidor de Presión. . . . .	157
III.e. Medidor de Dirección del Viento y Velocidad del Viento. . . . .	179
IV. CIRCUITO MICROCOMPUTADOR ( M C U ) . . . . .	207
IV.a. Principios de Operación y Características. . . . .	207
IV.b. Selección y Características del Teclado. . . . .	238
IV.c. Sistemas de Visualización. . . . .	251
IV.d. Desarrollo del Software Necesario para el Control y Visualización de cada uno de los Parámetros. . . . .	262
IV.e. Diagrama General. . . . .	298
CONCLUSIONES . . . . .	304

APENDICES

BIBLIOGRAFIA

## INTRODUCCION

## I N T R O D U C C I O N

Las ciencias de la Tierra se relacionan cada vez más con nuestra vida cotidiana. De simples temas de interés académico o poco más, se han transformado en fuentes de información neurálgica para muchas actividades humanas, desde la agricultura hasta la predicción del tiempo. Tal vez lo más importante al respecto, es que el mayor conocimiento nos ha facilitado un mejor entendimiento de las complejas interacciones existentes entre los distintos procesos de la Tierra, así como entre el hombre y su planeta.

Su origen ha sido siempre materia de discusión. La idea más aceptada hoy en día, es que se formó al mismo tiempo que el resto del sistema solar, de un enorme disco rotatorio de polvo y gas. El disco empezó a condensarse en forma de bultos sólidos hace unos 5,000 millones de años; las fuerzas gravitacionales hicieron que la materia se acumulase hacia el centro. Las enormes presiones convergentes elevaron la temperatura hasta el punto de iniciarse reacciones termoneucleares y nació el Sol. En el resto de aquel disco las concentraciones menores de material empezaron a atraerse más materia y con el tiempo, nacieron los planetas.

Al formarse la Tierra, el material pesado se concentró en el centro y constituyó el núcleo. Una serie de silicatos, más ligeros, quedaron afuera y formaron el manto y la corteza. Por último, los elementos más livianos, los gases, al ser atraídos por la masa, adop-

taron la forma de una envoltura externa, y constituyeron la atmósfera original. Hace unos 4,500 millones de años la Tierra había iniciado su existencia, y con ello una extraordinaria evolución.

Una evolución que el ser humano, también por sus actividades ha venido modificando, al cambiar las condiciones ecológicas que lo rodean y al mismo tiempo las condiciones atmosféricas, que en determinado momento también gobiernan nuestras actividades cotidianas.

El hombre desde tiempos remotos observaba estas condiciones y las comparaba o referenciaba con: las conductas de algunos animales, la caída de las hojas, los diferentes colores en la aureola de la luna o simplemente creía que eran disposiciones divinas.

El avance en la ciencia y en el conocimiento humano permitió hacer mediciones y observaciones más precisas de estas condiciones o fenómenos atmosféricos relacionándolos con hechos más estables.

También tomó estas mediciones como una forma de conducta, para establecer sus actividades agrícolas, así como para la prevención de cambios en las condiciones atmosféricas y ambientales, viendo que para llegar a un conocimiento más exacto de ellas y para prevenir sus efectos, era necesario ser capaces de efectuar pronósticos más precisos de las mismas. Con este propósito a lo largo de los años se han venido desarrollando diversos tipos de instrumentos, los que en la medida que la tecnología lo ha permitido, van siendo cada vez más modernos y compactos.

Continuando con esta natural inquietud, aunada al conocimiento del impresionante desarrollo que en los últimos años se ha dado en los componentes electrónicos, en especial en el área de lo digital y de los microprocesadores, se hace evidente la conveniencia del diseño de un instrumento portátil y de manejo sencillo, para efectuar mediciones rápidas y precisas de condiciones atmosféricas tales como: temperatura, presión, velocidad y dirección del viento, humedad y cantidad de lluvia entre otras; que nos permitan establecer un pronóstico del tiempo, a la vez que observar con mayor certeza los efectos que las distintas actividades humanas producen en el clima.

## CAPITULO I

### SEMBLANZA DE LA TIERRA

### SEMBLANZA DE LA TIERRA

La Tierra es, en orden de alejamiento del Sol, el tercero de los nueve planetas mayores del sistema solar. Existe entre ellos una enorme variación de la temperatura superficial, Mercurio, el más cercano al Sol, marca unos 650°C. Al otro extremo, Plutón, situado en la frontera conocida del sistema solar tiene una temperatura superficial de sólo unos 40° sobre el cero absoluto.

En torno al Sol hay una región teórica, llamada ecosfera, en la que pueden reinar temperaturas compatibles con los organismos vivos conocidos. Se extiende tal región desde la órbita de Venus (desde unos 108 millones de kilómetros del Sol) hasta más allá de la de Marte (a casi 228 millones de kilómetros). Pero la atmósfera de Venus aprisiona gran parte del calor que refleja su superficie, manteniendo en ésta una temperatura de unos 485°C; demasiado para un tipo de vida como el que entiende el ser humano. Marte, en cambio, tiene una atmósfera enrarecida en extremo; dado que no existe una cubierta aislante adecuada, sus temperaturas varían demasiado; entre unos 16°C de día y hasta de -80°C de noche. Por lo cual la franja de distancia al Sol compatible con la existencia de vida es relativamente exigua, y la Tierra, única entre todos los planetas de nuestro sistema solar, goza de una situación idónea a este respecto. Vista desde Venus, nuestro planeta vecino más próximo, parecería una radiante estrella, algo así como Venus mismo a nuestros ojos. Desde la estrella más cercana (sin contar el Sol), la Tierra sería absolutamente indetecta-

ble por nuestra más avanzada tecnología y aunque consideremos que tiene un diámetro ecuatorial de 12,756 Km. y gira en torno al Sol a una distancia media de 149,590 millones de kilómetros. Si representásemos la Tierra por una pelota de 10 cm. de diámetro, el Sol sería una esfera de 10.9 m a 1.12 Km de distancia. La Luna tendría entonces un diámetro de 2.7 cm y daría vueltas alrededor de la pelota a 3 m incluso a esa escala diminuta, la distancia a las estrellas sería todavía "astronómica"; la más cercana (a 4.3 años luz), estaría entonces a 380,000 Km, como la distancia real que media entre la Tierra y la Luna. Pero, a pesar de su insignificancia total en el Universo, la Tierra es el planeta más dinámico e interesante que conocemos.

Sus tres elementos clásicos (tierra, agua y aire) tienen cualidades propias y pueden moverse y cambiar en respuesta a la energía producida en las entrañas del planeta y a la proveniente del exterior, principalmente del Sol.

La corteza terrestre, que forma las masas de los continentes e islas y las cuencas de los mares, es movida por corrientes convectivas, producidas en su interior por su propio calor telúrico. Uno de los resultados de tales movimientos es la erupción de los volcanes. El segundo gran elemento, el agua, se cree hasta ahora exclusivo de la Tierra, y no se ha comprobado que en otro lugar del sistema solar haya un equilibrio de presiones y temperaturas capaz de permitir la coexistencia del agua en sus tres formas: hielo, agua líquida y vapor. Y es esa presencia del agua en la atmósfera, el mar y los hielos perpetuos lo que posibilita muchos aspectos del clima terráqueo,

facilitando además la variedad y densidad de vida existente en nuestro planeta. El tercer componente, el aire, también identificable con la atmósfera, está en circulación continua, calentada "por abajo" por la irradiación y reflexión del calor del Sol, y "por arriba", en menor grado, por los rayos del Sol. La rotación de la Tierra repercute además en la dirección de los movimientos de la atmósfera.

El aire es una mezcla de gases, principalmente nitrógeno (4/5 partes de su volumen) y oxígeno (aproximadamente 1/5), con trazas de dióxido de carbono, gases nobles inertes y vapor de agua. El ozono atmosférico alcanza su máxima concentración a unos 30 Km de altitud; en ese espacio actúa como escudo protector contra la radiación ultravioleta, altamente peligrosa para la vida.

## Ia. ORBITA DE LA TIERRA

El movimiento en el espacio de todos los miembros del sistema solar depende del Sol. La Tierra está obligada por su poderosa gravitación a describir una órbita ligeramente elíptica, de un radio de unos 150 millones de kilómetros, tardando aproximadamente 365 días en completar su órbita solar.

En el invierno del hemisferio norte la distancia al Sol acusa su mínimo a unos 147 millones de kilómetros. Seis meses después, esa distancia ha aumentado a unos 152 millones de kilómetros. A causa de esa elipticidad, la radiación solar que incide en la Tierra en el verano del hemisferio sur es aproximadamente un 7% mayor que en el hemisferio norte. Pero esa considerable diferencia apenas si tiene repercusión en el clima de la Tierra, dominado por la distribución de continentes y océanos de los dos hemisferios.

**1b. LA INCLINACION DE LA TIERRA Y LAS ESTACIONES**

La Tierra da una vuelta completa sobre su eje cada día, lo que da origen a los días y noches. Podemos imaginarnos ese eje de rotación como una línea recta que atraviesa ambos polos y el centro de la Tierra. En dirección norte ese eje apunta, a un grado de distancia, a la estrella Polar. Si ese eje fuese exactamente perpendicular al plano formado por la órbita terrestre, no habría estaciones. El Sol estaría siempre situado "encima" del ecuador y ambos polos justo en el horizonte solar. Pero, al estar inclinado ese eje casi  $24^\circ$  respecto a la perpendicular de la órbita terrestre, los rayos solares inciden a una latitud dada a ángulos distintos a lo largo del año.

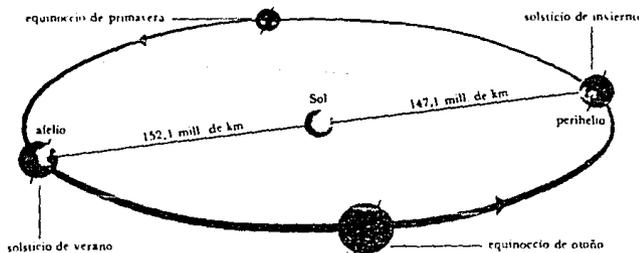


Figura 1.1. Órbita de la tierra.

Al desplazarse la Tierra en torno al Sol, la inclinación de su eje no varía, pero el plano de la órbita terrestre, debido a esa inclinación, no coincide con el ecuador. Por esa razón, cada seis meses queda expuesto al Sol un hemisferio distinto. Los puntos extremos de la órbita terrestre (solsticios) y los dos puntos intermedios respectivos (equinoccios) son particularmente significativos en el calendario anual. Tienen lugar el 21 de marzo (equinoccio de primavera o vernal), el 22 de junio (solsticio de verano en el hemisferio norte), el 23 de septiembre (equinoccio de otoño) y 22 de diciembre (solsticio de invierno en el hemisferio norte). La significación climática de esas fechas reside en que la horas de Sol son máximas y mínimas en los solsticios de verano e invierno respectivamente. En los equinoccios, el día y la noche tienen la misma duración. En el hemisferio sur se invierten los extremos.

En el solsticio de invierno el hemisferio norte alcanza su máxima aversión al Sol. Este, del lado norte del ecuador, se ve bajo, incluso al mediodía. Las horas de luz son pocas, y las temperaturas bajas. El hemisferio sur, en cambio, se beneficia entonces al máximo de la luz y el calor solares, y el Sol se ve en el cenit bastante al sur del ecuador; en el trópico de capricornio, a  $23.5^\circ$  de latitud sur. Seis meses después, en el solsticio de verano del norte, se invierte la situación y el Sol llega al cenit en el hemisferio norte, en el trópico de cáncer, a una latitud de  $23.5^\circ$  norte. Los dos equinoccios están exactamente a medio camino entre los solsticios; en ellos ambos hemisferios reciben la misma luz solar y en el ecuador el Sol brilla exactamente en la vertical. Sin embargo, se ha comprobado

que el eje terrestre ha venido teniendo pequeñas variaciones en cuanto a su inclinación, modificando así la incidencia de los rayos del Sol y de igual forma la entrada de las estaciones del año.

### Ic. ORIGEN DEL CAMPO MAGNETICO

La brújula señala el norte porque el campo magnético de la Tierra es exactamente bipolar: tiene la forma que resultaría de un potente imán en barra situado en el centro de la Tierra siguiendo aproximadamente su eje de rotación. El montaje normal de una aguja de brújula sólo le permite oscilar horizontalmente, pero una aguja en suspensión libre apuntaría hacia abajo y al norte en el hemisferio norte, y hacia arriba en el sur. Solo estaría horizontal y apuntando al norte, en el ecuador.

El eje magnético está inclinado unos  $11^\circ$  con respecto al eje de rotación; la brújula señala, pues solo aproximadamente el norte (hacia el polo magnético) en la mayoría de los sitios.

El campo magnético de la tierra no es constante. Al iniciarse su observación en Londres en el siglo XVI, la brújula señalaba  $12^\circ$  al este del norte, en 1820 apuntaba  $24^\circ$  al oeste del norte y desde entonces ha estado regresando sin cesar hasta el este. Hay que tener en cuenta esta lenta variación al comparar el norte verdadero con el magnético.

Para investigar esta conducta antes del registro histórico, es preciso recurrir a las rocas las cerámicas y otros materiales que tienen la capacidad de magnetizarse permanentemente al formarse, porque los materiales magnéticos que contienen se alinean con el

campo magnético de la Tierra en el momento de su formación. Utilizando esos materiales de edad conocida, se ha descubierto que aunque el eje magnético forma un ángulo oscilante a "medio plazo" respecto al eje geográfico, sus variaciones tienden a anularse si se promedian al paso de unos cuantos milenios. Una ventaja particular de ello es que permite descubrir como se han ido moviendo los continentes a lo largo de cientos de millones de años. El campo magnético de la Tierra se invierte además a intervalos que oscilan entre cientos de miles y varios millones de años, el tiempo requerido para que la inversión se complete (solo unos cuantos de miles de años) es muy inferior al tiempo transcurrido entre las inversiones. Durante estas, el campo, además de cambiar de dirección parece debilitarse.

Es posible también medir los cambios que ha experimentado el campo magnético, en fuerza y dirección, sobre todo en los últimos milenios, midiendo la magnetización residual de la cerámica y de materiales del tipo de los adobes. Así por ejemplo, se ha sabido que en el Egipto de los faraones varió considerablemente la fuerza del campo magnético, hasta el punto de duplicarse o reducirse en el transcurso de uno o dos siglos.

El origen primario del campo magnético reside en las entrañas de la Tierra; las rocas de la superficie más o menos ricas en óxidos de hierro producen a veces un campo magnético limitado, pero solo de origen local. Se suman también las corrientes eléctricas, de la alta atmósfera, pero son asimismo limitadas y no llegan normalmente a producir más del 1% del campo total.

Como a medio camino hacia el centro de la tierra, los silicatos rocosos del manto dan paso subitamente a las aleaciones rocosas del núcleo. Esto haría suponer que el núcleo es un enorme imán permanente, pero no puede serlo al estar tan caliente para retener su magnetismo; desde luego, el núcleo exterior permanece en estado líquido. Además un imán permanente no podría producir un campo alternante o invertido. Lo que produce ese campo son corrientes eléctricas, y se deduce por lo mismo que debe de existir algún tipo de dinamo generatriz de esas corrientes.

Una dinamo consiste en un conductor eléctrico que se mueve en relación con un campo magnético, y se cree que desempeñan estos papeles complejas tramas, tanto de flujo de líquidos como de corrientes eléctricas dentro del hierro líquido del núcleo exterior. Las corrientes eléctricas producen un campo magnético que, atravesando la fluyente masa metálica, genera más corriente eléctrica, y la corriente original sufre un efecto autoexcitante. En el laboratorio pueden hacerse dinamos autoinductantes algunas de las cuales muestran una tendencia a la inversión, pero hasta ahora no se ha hecho ninguna que represente el núcleo de la Tierra ni que reproduzca la conducta de su campo magnético.

## Id. ENERGIA GENERATRIZ DEL CAMPO

Cualquier dinamo necesita una energía que la mueva. En el núcleo exterior de la Tierra, el flujo del líquido puede ser generado por la convección térmica surgida del calor producido por elementos radioactivos, del mismo modo que se revuelve el agua en una olla puesta al fuego. No sabemos que exista en el núcleo radioactividad suficiente para producir esa energía; es más convincente la idea de que el núcleo exterior se enfría lentamente, y el sólido núcleo interior crece en correspondencia. Al solidificarse la materia, desprende calor latente de fusión: la convección lo retira. Un segundo proceso podría aumentar esa convección térmica: el núcleo contiene probablemente algo de níquel además de hierro; el material que se solidifica en la superficie del núcleo está enriquecido en níquel, más denso que el hierro; entonces una enorme capa interna líquida y menos densa, tendería a subir, aumentando la convección. Ese mecanismo y el calentamiento radioactivo alcanzarían el potencial exigido para mover semejante dinamo a lo largo de los 4,500 millones de años de la tierra, y la magnetización de las rocas explica que ha habido un campo magnético durante un mínimo de 3,500 millones de años.

Hay pruebas de que los cambios del tiempo están asociados con variaciones del campo magnético terrestre, tanto a escala de unos cuantos años como a la escala mayor de las décadas y los siglos. Se cree también que el campo magnético de la Tierra contribuiría a la navegación natural que practican muchas especies animales: bacterias,

abejas, aves migratorias e incluso algunos mamíferos. Se desconoce el mecanismo en cuestión, aunque se ha insinuado una sensibilización cerebral especial al campo magnético.

### Ie. CONSTANTE SOLAR

Nuestro planeta recibe toda su luz y calor del Sol. La existencia de volcanes y fuentes termales demuestra que la Tierra tiene algún calor propio, pero sin la radiación solar, sería una bola oscura y helada, con una temperatura superficial no muy superior al cero absoluto.

El sol ejerce funciones de un enorme reactor termonuclear, produce su energía convirtiendo gradualmente en helio, por fusión, sus inmensas existencias de hidrógeno. Tales son éstas que, aunque los astrónomos estiman su edad actual en unos 5,000 millones de años, se espera que continúe resplandeciendo en el futuro durante un tiempo similar.

La radiación solar se emite al espacio en forma de ondas electromagnéticas, de una gran longitud que va desde las cortísimas de los rayos X hasta las larguísimas ondas de radio. La luz visible y la calorífica radiación infrarroja vienen a estar en medio del espectro solar.

Mucha radiación solar o bien es reflejada (por ejemplo, por las nubes) o absorbida por la atmósfera terrestre. La constante solar es la energía que cruza cada metro cuadrado en las capas altas de la atmósfera. La medición efectuada por los instrumentos de los satélites artificiales la sitúan cerca de los  $1.35 \text{ kw/m}^2$ .

Todavía en la superficie de la Tierra, en la base de la atmósfera, puede llegar a entrar casi un kilowatt de energía por segundo por un ventanal de un metro cuadrado abierto cara al sol. Se da una variación aproximada del 3.5% por encima o por debajo del promedio, a causa de la elipticidad de la órbita terrestre.

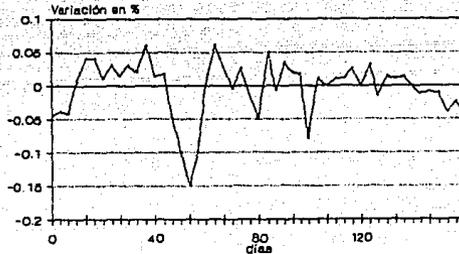


Figura 1.2. Mediciones de la constante solar efectuadas por el satélite solar Max en 1980.

La constante solar varía además, de hecho debido a los cambios de producción de energía del Sol. Estos preocupan mucho a los científicos, porque cambios considerables podrían ejercer efectos graves en el clima de la Tierra. Los cohetes y satélites artificiales miden esas variaciones por encima del nivel de la atmósfera. El satélite solar Max, lanzado en el año de 1980, hizo observaciones exactísimas y vigiló cualquier cambio de más del 0.1% de esa constante. No obstante, no se ha detectado hasta ahora ningún cambio igual o mayor al 0.5%, y parecen ser insignificantes los efectos de las pequeñas va-

relaciones existentes en dicha constante, con respecto al clima de la Tierra; por ahora no hay pruebas que relacionen cambios climáticos con alteraciones de la radiación solar.

Aunque la constante solar por sí misma no afecta en gran medida, la cantidad de energía recibida en bandas de longitud determinada, por ejemplo, rayos ultravioleta y rayos X, varía a lo largo de un ciclo de actividad solar de 11 años. Queda para el futuro averiguar si se dan variaciones mucho mayores, tal vez durante períodos largos, con los correspondientes efectos en el clima.

Los fósiles reflejan que el Sol ha brillado en torno a un índice notablemente fijo durante muchos millones de años. Las formas de vida "avanzadas" (del pez al hombre en la secuencia evolutiva) han existido en la Tierra desde hace unos 500 millones de años, y para que unos seres tan complicados hayan prosperado tanto, ha debido haber en el planeta un clima bastante estable. Por esta razón es probable que la temperatura global media no haya oscilado más de 15°C en torno al valor actual durante todo ese intervalo de tiempo. De ello se ha podido deducir que la radiación solar ha variado menos del 25% en ese período.

## If. ABSORCION DE LA ATMOSFERA TERRESTRE

La atmósfera terrestre absorbe sobre todo las radiaciones de longitud de onda corta. Por tanto, los rayos X y ultravioleta se eliminan por filtración en las capas altas.

La absorción atmosférica de los rayos infrarrojos mejora el equilibrio térmico de la Tierra y, debido al pequeño porcentaje de CO<sub>2</sub> existente (un 0.03% del volumen), produce un importante efecto de "invernadero", mucha radiación de la que llega a la superficie se absorbe en ella, calienta la tierra y la hace emitir su propia radiación, de longitudes de onda muy largas. El CO<sub>2</sub> atmosférico es relativamente opaco a las mismas, por lo que aprisiona parte de esa radiación y hace que se caliente más la Tierra. Se calcula que el efecto de invernadero calienta hasta incluso 30°C.

Pero, en último término, toda la radiación solar recibida es devuelta al espacio; de otra manera, la temperatura de la superficie aumentaría indefinidamente. De hecho la Tierra se halla en un estado de equilibrio térmico, o así lo parece, a no ser que haya alterado ese equilibrio el gradual aumento de CO<sub>2</sub> atmosférico producido desde la revolución industrial. Los científicos discuten por ahora si ha ejercido o no un efecto notorio en el clima. Desde luego no hay que subestimar su potencial en ese sentido, sobre todo conociendo casos como el del planeta Venus, cuya gruesa envoltura de CO<sub>2</sub> aumenta la temperatura superficial en 400°C.

La atmósfera atenúa muy poco la luz visible, excepto cuando el Sol está bajo o cuando las nubes se interponen. Cuando el techo nuboso alcanza su densidad máxima, solo llega al suelo alrededor del 1% de la luz solar disponible. En el conjunto de la tierra, aproximadamente el 34% de la luz del Sol vuelve al espacio, reflejada principalmente por las nubes, por lo que la Tierra, vista desde un planeta cercano, como Marte o Venus debe ser un astro muy brillante, algo así como Venus para el ojo humano. El índice de luz reflejada a partir de la que recibe en total el cuerpo espacial en cuestión es el albedo. Un reflector perfecto tiene un albedo de 1; la Tierra lo tiene de 0.34. La Luna en cambio, tiene un albedo de 0.07 lo que indica un reflejo mínimo.

## 1g. GRAVEDAD Y ROTACION DE LA TIERRA

Dada su gran masa la Tierra ejerce una considerable fuerza de atracción gravitatoria en los objetos cercanos a ella. No existe hasta ahora una teoría que explique perfectamente el porqué de la gravedad. No obstante, incluso en algo tan complejo como la navegación de un satélite espacial, siguen valiendo las leyes de atracción gravitatoria formuladas por Newton hace más de tres siglos. Junto a la superficie de la Tierra, un objeto que cae se acelera en unos  $9.8 \text{ m/s}^2$ , si no se toma en cuenta la resistencia del aire.

El campo gravitatorio de la Tierra en el espacio se acerca bastante al de una esfera gigante no rotatoria. Pero lo complican una serie de factores, por ejemplo, la forma completa de la Tierra y la presencia de irregularidades en su superficie. En esta, la gravedad está afectada además por la rotación diaria del planeta. Pero se trata de factores solo importantes en las mediciones rigurosas: si la Tierra cesara de girar, la gente no notaría ningún cambio en la fuerza gravitatoria.

La rotación de la Tierra afecta a la gravedad de dos modos muy diferentes. En primer lugar la rotación produce una aceleración centrífuga que por sí misma se opone a la gravedad: se acusa al máximo en el ecuador y se reduce a cero en los polos, donde no hay movimiento de rotación.

En segundo lugar, la rotación convierte la forma esférica del planeta en la de un esferoide oblongo, algo achatado en los polos. Como resultado el diámetro polar (12,713 km) es unos 43 km inferior al diámetro ecuatorial (el ecuador mismo se aproxima muchísimo a un círculo). Esta forma aplanada repercute nuevamente en una reducción de  $g$  (aceleración debida a la gravedad) en el ecuador, a la vez que en un ligero aumento en los polos. Si prescindimos de efectos locales, el valor de  $g$  varía de  $9.780 \text{ m/s}^2$  en el ecuador a  $9.832 \text{ m/s}^2$  en los polos, una variación máxima de un poco más del 0.5%.

## CAPITULO II

# ATMOSFERA DE LA TIERRA Y CLIMA

**ATMOSFERA DE LA TIERRA Y CLIMA**

Poco después de su formación (hace unos 4,500 millones de años), la Tierra debió de haberse parecido a Júpiter o a algún otro de los planetas gigantes de hoy, con una espesa capa gaseosa en torno a un núcleo muy denso. En el pasado perdió la Tierra gran parte de su atmósfera original abrasada tal vez en un período de intensa actividad solar. Esta teoría viene favorecida por el hecho de que, frente a su abundancia en el cosmos, los gases llamados raros (por ejemplo, neón y xenón) solo quedan en la atmósfera actual en cantidades infinitesimales.

## IIa. ATMOSFERA SECUNDARIA

En el lugar de los gases cósmicos se desarrolló una atmósfera secundaria, procedente de la Tierra misma. Durante muchos millones de años, la superficie de la Tierra fue probablemente materia fundida y, aunque se formó después una delgada corteza, la actividad volcánica era incesante. En esta época activa, las rocas desprendieron gran cantidad de gases, incluyendo nitrógeno, amoníaco, monóxido de carbono, metano e incluso probablemente dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>) y vapor de agua: aproximadamente la mezcla que exhalan los cráteres y fumarolas hoy día. Igual que en éstos, la atmósfera primigenia contendría apenas unas trazas exiguas de oxígeno, y sería venenosa para casi todas las formas de vida actuales.

**Iib. FOTOSINTESIS, OXIGENO, Y DIOXIDO DE CARBONO**

La Tierra fue enfriándose y cuando la temperatura superficial descendió por abajo de los  $100^{\circ}\text{C}$ , el vapor de agua se condensó, cayendo en forma de lluvia, que llenó huecos y formó lagos y mares poco profundos. Allí, a profundidades de más de 10 m (límite de penetración de los mortíferos rayos ultravioleta), aparecieron las primeras plantas, algunas probablemente hace unos 3,000 millones de años, según el registro de los fósiles. Produjeron su propio alimento por fotosíntesis (proceso metabólico que, mediante la luz, convierte moléculas inorgánicas, compuestas de  $\text{CO}_2$  y agua, en moléculas orgánicas) y desprendieron en la atmósfera, como subproducto, el oxígeno vital.

Los rayos ultravioleta desintegraron en el aire moléculas de oxígeno ( $\text{O}_2$ ) en simples átomos ( $\text{O}$ ), combinándose algunos de ellos con moléculas de oxígeno dando origen al ozono ( $\text{O}_3$ ). Este es un gas inestable, cuyas moléculas absorben rayos ultravioleta. Al hacerlo, suelen desintegrarse, convirtiéndose de nuevo en moléculas y átomos sueltos de oxígeno. De este modo, el ozono se transforma, sin cesar en la atmósfera, a un ritmo que varía según la cantidad de luz ultravioleta, que depende a su vez de factores externos tales como la época del año, las manchas solares y el hecho de que sea de día o de noche. Debido a la actividad fotosintética de las primeras plantas, la concentración del oxígeno y ozono de aquella atmósfera aumentó sin cesar, proporcionando al mismo tiempo cada vez más protección contra

los perniciosos rayos ultravioleta. Por último, la cantidad de ellos que alcanzaban la superficie terrestre se redujo hasta tal punto que sólo penetraban unos centímetros en el agua del mar, y los organismos marinos se desarrollaron cada vez más y mejor.

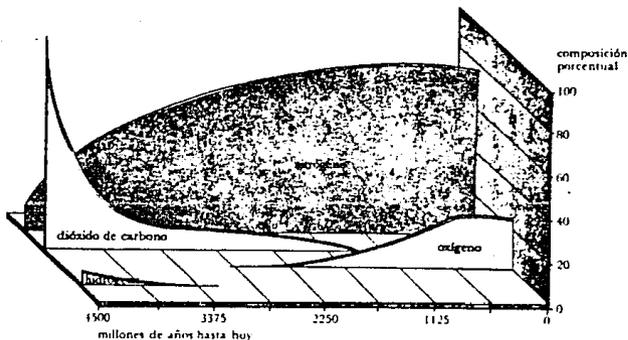


Figura 2.1. Cambios en la composición de la atmósfera terrestre.

Pese a la continua evolución de plantas productoras de oxígeno, el índice de radiación ultravioleta que llegaba hasta la superficie de la Tierra siguió siendo demasiado elevado. La vida vegetal no abandonó la seguridad de los mares y lagos hasta fines del Silúrico (hace 420 millones de años), al contener ya la atmósfera mucho oxígeno/ozono protector, aunque todavía menos tal vez del 10% de su concentración actual. Pero aquella cantidad bastó para permitir que las plantas crecieran sobre la Tierra, y en 30 millones de años (a prin-

cipios del Devónico) se habían formado ya grandes bosques. Siguió aumentando, más aprisa, la cantidad de oxígeno del aire, lo que abrió camino a la aparición de los primeros animales terrestres: los anfibios respiradores de oxígeno de finales del Devónico.

La atmósfera moderna está compuesta hoy principalmente por nitrógeno (78.09%), oxígeno (20.95%) y argón (0.93%). El restante 0.03% se compone de  $\text{CO}_2$  (fotosintetizado por las plantas), cantidades diminutas de neón, helio, ozono e hidrógeno así como indicios mínimos de criptón, metano, xenón y otros gases. Otro vital integrante de la misma es el vapor de agua que constituye un 4% de su volumen y un 3% de peso. La atmósfera contiene además partículas sueltas de sal, humo, polvo y la contaminación creada por el hombre.

Hay un punto en el que la composición de la atmósfera se ha alterado en los últimos 200 años. Los científicos estiman que la concentración del  $\text{CO}_2$  de la atmósfera era entre 275 y 285 partes por millón (ppm) antes de la revolución industrial; en 1958 había ascendido a 315 ppm y en 1980 se había remontado a 338 ppm. Este aumento se debe a la perturbación del ciclo del carbono provocada por el hombre al quemar combustibles fósiles y destruir bosques.

Lo peor es que la proporción de  $\text{CO}_2$  de la atmósfera sigue aumentando. Este continuo aumento es hoy materia de preocupación, porque el  $\text{CO}_2$  permite que llegue hasta la superficie la radiación de onda corta procedente del Sol. El  $\text{CO}_2$  absorbe parte de la radiación de onda larga que refleja la superficie (el vapor de agua y las nubes

tienen también ese efecto absorbente), provocando el "efecto de invernadero". De este modo el  $\text{CO}_2$  reduce la pérdida de radiación de la tierra: cuanto más aumente ese gas, más calor existirá. El ejemplo extremo del efecto de invernadero, como ya se mencionó, se da en Venus, en donde el  $\text{CO}_2$  constituye el 95% de la atmósfera y la temperatura superficial media es de unos  $475^\circ\text{C}$ . Un aumento de la concentración del  $\text{CO}_2$  en la Tierra a 570 ppm podría, según cálculos hechos, elevar la temperatura global en un promedio de  $3^\circ\text{C}$ , con consecuencias ecológicas imprevisibles y posiblemente catastróficas.

### **IIc. VAPOR DE AGUA, NUBES Y PRECIPITACION**

Aproximadamente el 0.001% del total de agua del mundo está en la atmósfera, en forma de vapor de agua; la cantidad de ese vapor de agua varía con la temperatura, porque el aire caliente admite más vapor de agua que el aire frío. La humedad absoluta es la medida de la cantidad de vapor de agua existente en un volumen dado de aire (expresado normalmente en gramos de vapor de agua por metro cúbico de aire). La humedad relativa, en cambio, mide la cantidad de agua existente, expresada como tanto por ciento de la que el mismo volumen de aire podría contener a la misma temperatura si estuviese saturado. El aire saturado, con la humedad relativa del 100%, está siempre a punto de condensarse, por lo que cualquier enfriamiento provoca condensación de agua.

El vapor de agua procede de la evaporación de mares, lagos y suelo húmedo; la mayoría de las plantas y de los animales desprenden también vapor de agua como un subproducto natural de sus procesos metabólicos. La turbulencia aérea lo transporta hacia arriba: otra consecuencia del calentamiento del suelo por la radiación solar.

Al enfriarse el aire ascendente, su capacidad de retener vapor de agua disminuye hasta alcanzar el punto de condensación. Y el vapor se condensa en torno a partículas diminutas existentes en el aire, formando gotas microscópicas, tan ligeras que se mantienen suspendidas en la atmósfera. Al condensarse, el vapor de agua desprende ca-

lor; por esta razón, el movimiento del vapor de agua por la atmósfera es uno de los medios de redistribución del calor entre los ardientes trópicos, donde la evaporización es mayor y las regiones templadas, más frías, en las que puede producirse su condensación.

Las nubes están formadas por lo tanto, por masas de microgotas de agua (que pueden permanecer en estado de congelación a temperaturas hasta de  $-40^{\circ}\text{C}$ ) y cristales de hielo. Se clasifican según su forma y su altura sobre el nivel del suelo.

En general hay dos formas principales de nubes:

Los cúmulos, de considerable desarrollo vertical que se forman cuando el aire asciende rápido y en rollo vertical. Las nubes cumuli-formes más altas, los cumulonimbos (nubes de tormenta), pueden medir más de 4,000 m entre su oscura y densa base y su copa, a menudo en forma de yunque.

Los estratos, en cambio, son tenues capas que se esparcen en el espacio. Suelen formarse cuando el aire asciende despacio y con una inclinación no demasiado acentuada.

La temperatura baja a un índice bastante constante hasta altitudes de unos 10 Km, (aproximadamente  $0.65^{\circ}\text{C}$  por cada 100 m de aumento de altura). Al subir aprisa el aire, el desprendimiento de calor debido a la condensación puede poner el aire ascendente mucho más caliente del que lo rodea. Este efecto refuerza el movimiento ascendente y "edifica" la nube, creando una situación inestable que provoca al fin su precipitación.

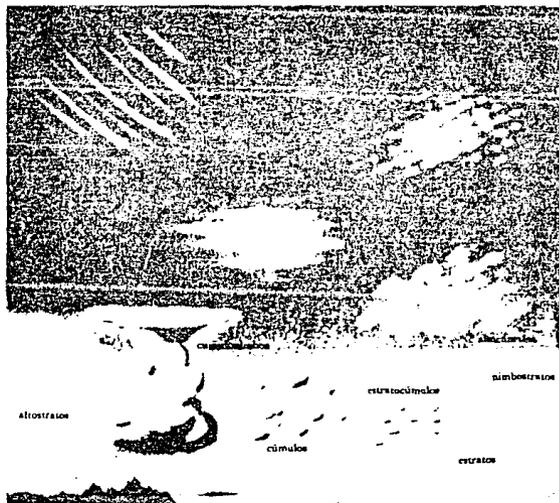


Figura 2.2. Clasificación de las nubes.

El término precipitación incluye todas las formas de condensación de agua; rocío, niebla, neblina, escarcha, lluvia, granizo, aguanieve y nieve. En el aire cálido y turbulento de los trópicos, las nubes pueden componerse prácticamente de minúsculas gotitas de agua que al unirse forman gotas bastante pesadas para vencer la re-

sistencia del aire. Sin embargo, en las zonas templadas, la temperatura de las nubes se sitúa a menudo bajo cero. En este caso, las gotitas se congelan al contacto con los cristales de hielo de las nubes. Esos cristales llegan a adquirir tal peso, que caen hacia el suelo. Si el aire bajo está a más de 4°C, los cristales se funden, convirtiéndose en gotas de lluvia; si está más frío se funden algunos copos y resulta aguanieve, o no se funde ninguno; entonces llegan todos al suelo en forma de nieve.

La lluvia artificial se provoca "sembrando" una nube desde arriba con hielo o determinados cristales (por ejemplo, de yoduro de plata). Igual que en los formados al natural, estos cristales van sumándose por colisión con las gélidas gotitas de la nube en cuestión, y puede producirse así la lluvia artificial.

La precipitación se produce de tres modos principales.

La *lluvia convencional* se origina con un calentamiento intenso del aire bajo, que origina corrientes ascendentes intensas y húmedas. Al enfriarse arriba, se vienen simplemente abajo en forma de corrientes convectivas. En los trópicos suele formarse un ciclo cotidiano de este tipo: corrientes convectivas de agua de gran envergadura ascienden en las mañanas, y al mediodía se cubre el cielo de cumulonimbos, que al atardecer descargan en forma de núcleos tormentosos.

La *lluvia orográfica* se nutre de vientos oceánicos húmedos, obligados a remontar cordilleras. Al elevarse el aire, se enfría, y la precipitación descarga en las laderas de barlovento.

La *lluvia ciclónica* se produce al elevarse el aire caliente

sobre el aire frío en los frentes de baja presión que se forman en las latitudes medias.

Cada año se evaporan unos 45,000 Km<sup>3</sup> de agua del mar, y aproximadamente el 11% de ella termina por caer en los continentes en forma de lluvia o nieve. El ciclo hidrológico, del que forma parte este movimiento, permite la vida en la Tierra con su continuo suministro de agua dulce.

## IId. PRESION Y TEMPERATURA

La atmósfera pesa unos 5,000 billones de toneladas y la mitad más o menos de esa masa total está en los niveles bajos, a menos de 5,000 m de altitud, o sea, el peso del aire sobre cada centímetro cuadrado de superficie, es de 1.05 Kg (1,013 milibares). La presión y la densidad de la atmósfera disminuyen con la altitud; a unos 5,500 m la presión media es de 500 milibares, aproximadamente la mitad de la del nivel del mar, y a 16,000 m es de solo 100 milibares.

Las variaciones de la presión se deben también a cambios de temperatura. La fuente principal del calor son los rayos del Sol, aunque nos llega poco calor directamente de su radiación de onda corta. De la que alcanza la atmósfera exterior, solo el 46% llega a la superficie de la Tierra; gran parte del resto vuelve al espacio por reflejo o dispersión. Pero la superficie absorbe la radiación recibida (y se calienta) para devolverla en forma de radiación de onda larga. Es esta radiación de onda larga la que absorbe el CO<sub>2</sub>, el vapor de agua y las nubes de la atmósfera baja, produciéndose el "efecto de invernadero": la atmósfera se calienta principalmente desde "abajo", y por ello las temperaturas decrecen al aumentar la altitud en la parte inferior de la atmósfera.

El calentamiento por la radiación de onda larga a nivel del suelo hace al aire dilatarse, y se vuelve más ligero que el aire frío de más arriba. El aire caliente tiende a subir, dejando abajo una

región de presión relativamente baja; el aire denso y frío tiende a descender, creando una presión atmosférica relativamente alta.

### La troposfera

Es difícil definir el espesor de la atmósfera al no existir un límite exterior claro; la capa más alta, la exosfera, se enrarece cada vez más, difuminándose gradualmente en el espacio. La tropósfera, la más baja, contiene cerca del 80% de toda la masa atmosférica. Alcanza una altitud de unos 8 Km sobre los polos, de 10 a 11 Km sobre las latitudes medias y de 18 Km sobre el ecuador, donde es máximo el calentamiento.

La troposfera es la zona de mayor interés para los meteorólogos por contener casi todo el vapor de agua y producirse en ella la mayoría de los fenómenos del "tiempo". En la troposfera las temperaturas descienden generalmente al aumentar la altitud, pero junto a su límite superior, la tropopausa, se estabilizan a unos  $-57^{\circ}\text{C}$  (con un margen de unos  $\pm 10^{\circ}\text{C}$ ). Sobre la tropopausa esta la estratosfera.

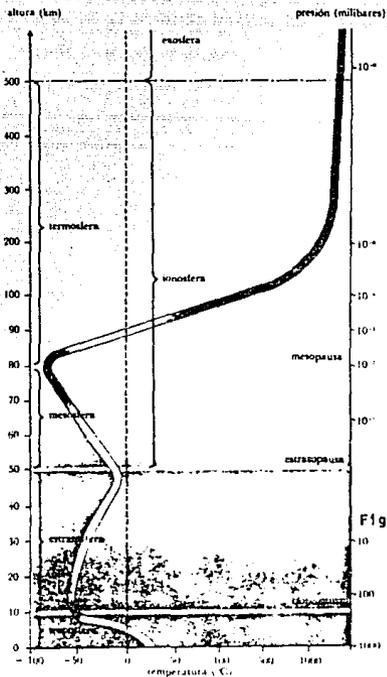


Figura 2.3. Principales capas de la atmósfera.

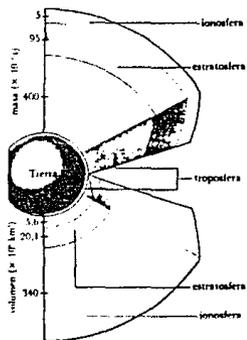


Figura 2.4. Masas y volúmenes de las capas internas de la atmósfera.

En las latitudes medias, fuertes vientos ciñen la Tierra en bandas cambiantes del oeste al este. Esos vientos se concentran en la troposfera superior y estratosfera inferior. Dado que constituyen el vértice circunpolar, esos "vientos en chorro" soplan entre las zonas permanentes de baja presión de los polos (originadas por el descenso del aire frío) y las zonas permanentes de alta presión tropicales (debidas al ascenso de aire caliente).

Estas corrientes en chorro de alto nivel son bastante regulares al no estar sujetas a fricción con el suelo ni afectar las otras series de factores que complican el flujo eólico cercano a la superficie. Las corrientes en chorro alcanzan hasta los 290 Km/h, por lo que son importantísimas para la aviación. En vuelos largos, un reactor subsónico puede ahorrar una hora y diez toneladas de combustible aprovechando rutas con vientos de cola fuertes y vientos de frente débiles. Descubiertos por los tetramotores de vuelo alto de la Segunda Guerra Mundial, los vientos en chorro ejercen además considerable influencia en el tiempo reinante a nivel de tierra en las latitudes medias.

### Sobre la troposfera

La estratosfera está situada sobre la tropopausa y hasta aproximadamente los 50 Km sobre el nivel del mar. En esta zona está la vital capa de ozono donde se produce calor por la absorción de los rayos ultravioleta. De ahí que aunque las temperaturas son estables

en la estratosfera inferior, aumentan constantemente en sus niveles altos, alcanzando unos  $-10^{\circ}\text{C}$  en la estratopausa.

Entre los 50 y los 500 Km de altura está la enrarecida ionosfera, dividida en la mesosfera (50 a 80 Km) y la termosfera (80 a 500 Km). En la mesosfera las temperaturas vuelven a bajar hasta unos  $-80^{\circ}\text{C}$  en la mesopausa (límite de la mesosfera y la termosfera). En esta aumentan constantemente, con la altura, fenómeno debido a que a una altura de unos 200 Km, una capa de oxígeno libre absorbe rayos ultravioleta. Además de estos últimos, la ionosfera recibe el bombardeo de rayos cósmicos y los rayos X, que provocan la ionización de sus gases (es decir, las moléculas de gas se convierten en partículas con carga eléctrica). Los brillantes fenómenos celestes consistentes en luces de color (llamados auroras boreales en el hemisferio norte, y auroras australes en el hemisferio sur) se producen cuando corrientes de partículas con carga eléctrica procedentes del Sol (viento solar) ionizan los gases atmosféricos. Las auroras solo suelen ser visibles cerca de los polos, acompañadas generalmente por tormentas magnéticas.

Más allá de los 500 km sobre la superficie de la tierra está la enrarecidísima exosfera compuesta unicamente de átomos dispersos de oxígeno, hidrógeno y helio.

## **IIe. VIENTOS PREDOMINANTES Y FACTORES PERTURBADORES**

La circulación del aire consiste esencialmente, de un sistema gigantesco de intercambio térmico, consecuencia del desigual calentamiento de la superficie terrestre por el Sol. La intensidad de la radiación solar es máxima en torno al ecuador y mínima en los polos; siendo el ecuador la región más caliente. Para procurar un equilibrio térmico, el calor fluye del trópico hacia los polos.

En torno al ecuador la radiación a la superficie terrestre calienta las capas bajas de la atmósfera, haciéndolas dilatarse y ascender. Este efecto genera una zona de baja presión permanente (las calmas ecuatoriales), de vientos escasos o nulos.

El aire caliente y ligero sube, después se enfría y se difunde hacia el norte y el sur, formando corrientes convectivas. Hacia los 30° de latitud norte y sur esas corrientes descienden originando dos cinturones de alta presión llamados latitudes horse. Como las calmas ecuatoriales, las latitudes horse son zonas de vientos ligeros y calmas. El aire seco y amainado y la consiguiente estabilidad atmosférica de esas latitudes contribuye a que surjan extensos desiertos en la superficie terrestre, por ejemplo el Sahara.

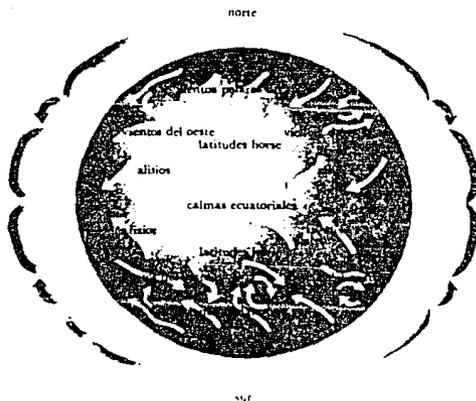


Figura 2.5. *Vientos predominantes.*

Desde las latitudes boreales salen vientos que cruzan la superficie de la Tierra. Los que soplan hacia el ecuador se llaman alisios y los que van hacia los polos, vientos del oeste. Estos últimos terminan chocando con unos vientos fríos, los vientos polares del este, procedentes de los polos: zonas de alta presión atmosférica causada por el descenso de aire denso y frío. Las regiones situadas entre los 30° y 65° norte y sur son zonas de transición, de tiempo variable, en contraste con la gran estabilidad de los trópicos.

El tiempo se ve influido en esas zonas de transición por la formación de profundas depresiones o ciclones, resultantes de la interacción del aire polar y subtropical.

Aunque hay un intercambio térmico incesante entre los trópicos y los polos, los vientos no soplan directamente de norte a sur. El efecto de Coriolis, causado por la rotación de la Tierra sobre su eje, desvía los vientos hacia la derecha de su dirección natural en el hemisferio norte y hacia la izquierda en el hemisferio sur. (El efecto de Coriolis desvía también de un modo parecido las corrientes oceánicas).

La trayectoria de los vientos y la posición de los sistemas dominantes de alta y baja presión sufren además cambios estacionales. Ellos se deben a la inclinación de  $23.5^\circ$  del eje de la Tierra, que obliga al Sol (visto desde la Tierra) a moverse hacia el norte y el sur durante el año.

El efecto térmico total de esos cambios hace que los cinturones de vientos y presiones se muevan hacia el sur y el norte todo el año. Las regiones mediterráneas, por ejemplo, caen en el verano bajo la influencia del equilibrio atmosférico de las latitudes boreales, que les da un tiempo seco y caliente, pero en invierno el desvío hacia el sur de esos cinturones acarrea al mediterráneo un tiempo más bien frío y lluvias ciclónicas. Las fechas astronómicas no coinciden, sin embargo, exactamente con las estaciones reales, porque la superficie terrestre tarda en calentarse y enfriarse. Por esa razón, en la zona

templada del hemisferio norte los meses estivales son junio, julio y agosto, y el invierno se acusa en diciembre, enero y febrero; en la del hemisferio sur sucede al revés.

Afecta a los vientos también el hecho de que la tierra se calienta y enfría más aprisa que el agua. El rápido calentamiento de las costas durante el día crea una zona de baja presión relativa en tierra, que atrae aire fresco del mar. De noche, la tierra se enfría enseguida y fluye de ella aire frío hacia el mar, relativamente más caliente.

Ese calentamiento diferencial provoca además el desarrollo de grandes masas de aire sobre los continentes y los mares. Hay cuatro tipos básicos de masas de aire. El aire polar marítimo es más bien caliente y húmedo, pues lo calienta el agua desde abajo. En cambio, el aire polar continental es frío y bastante seco en invierno, y caliente en verano, cuando la tierra se calienta enseguida. El aire trópicar marítimo es caliente y húmedo, mientras que el continental, por ejemplo el del desierto del Sahara, es muy caliente y seco. El movimiento de esas masas y su interacción con otras masa adyacentes a lo largo de los "frentes", tiene importantes efectos meteorológicos en las zonas de transición.

### III. DEPRESIONES O BORRASCAS

Se forman a lo largo del frente polar, que separa las masas del aire polar y tropical en las latitudes medias. Se inician al desarrollarse ondulaciones en este frente; el aire caliente fluye en ondulaciones acentuadas, y se forman las depresiones. El arco delantero de la ondulación es el frente cálido, el arco siguiente, el frente frío. Las depresiones son sistemas de aire de baja presión, que succionan vientos hacia el centro. Pero la desviación causada por el efecto Coriolis los hace girar en vez de hacerlos soplar directamente hacia el centro de la borrasca. El viento circulante en la borrasca (o ciclón) sopla en el sentido de las agujas del reloj en el hemisferio sur y en sentido contrario en el hemisferio norte.

En los mapas del tiempo, las borrascas aparecen en forma de isobaras concéntricas (líneas que unen puntos de una misma presión de aire, análogas a las alturas de los mapas topográficos), con la presión más baja en el centro. Cuando las isobaras se acercan, el gradiente de presión es agudo; cuanto más agudo, más fuertes son los vientos, que suelen soplar paralelos a las isobaras.

La formación de las borrascas se relaciona intimamente con el curso de los vientos en chorro de la alta atmósfera. En los mapas de las capas altas, una ondulación hacia el polo de un viento en chorro que sopla hacia el oeste indica normalmente que tiene debajo una borrasca. El flujo del viento en chorro afecta al desarrollo de las

borrascas. Al ensancharse, succiona aire hacia arriba agudizando la borrasca subyacente y ocasionando un tiempo húmedo y ventoso. Si se estrecha, empuja aire hacia abajo, elevando la presión. Los vientos en chorro son más fuertes en invierno, cuando es máxima la diferencia de temperatura entre las zonas polares y el trópico; por lo mismo, el gradiente de presión correspondiente es también más agudo en invierno. Cuando un viento en chorro sufre gran torsión, pueden desprenderse ondas. Pero la corriente en chorro se reestablece enseguida, desgajando bloques de aire frío o caliente del flujo principal. Esos bloques aislados pueden acarrear rachas de tiempo impropio de la estación.

Dentro de la borrasca fluye aire caliente hacia arriba sobre aire frío en todo el frente cálido. Dado que el gradiente es suave, las nubes delanteras suelen ser estratiformes. A lo largo del frente frío, el aire frío obliga al aire caliente a subir subitamente, por lo que suelen alzarse imponentes cumulonimbos detrás del frente frío. Como este avanza más aprisa que el frente cálido, el aire caliente es empujado en cuña gradualmente hacia arriba (es ocluido).

No hay dos borrascas que aporten exactamente el mismo tiempo, pero conocer su secuencia general contribuye a predecir el tiempo. Suele anunciar la llegada de una borrasca la presencia de cirros altos estirados normalmente en forma de franjas largas y arqueadas por la corriente en chorro. Al acercarse al frente cálido, las nubes se espesan con la llegada de otras cada vez más bajas: cirros estratos, altos estratos, nimbostratos y estratos. El avance del frente

cálido suele señalarse por una lluvia persistente y cada vez más fuerte. Una vez pasado el frente cálido, la presión deja de descender y sube la temperatura; pero pocas horas después suele haber tormentas. Estas se asocian con un estrecho cordón de chubascos a lo largo del frente frío. Tras los chaparrones, el cielo clarea, sube la presión y disminuye la humedad.

## **Iig. ANTICICLONES, TORRENTAS, HURACANES Y TORNADOS**

Propios de las zonas templadas, los anticiclones son sistemas de aire de alta presión. Aparecen en los mapas del tiempo como series de isobaras concéntricas con la presión más alta en el centro. Tienden a soplar vientos hacia afuera desde el centro de los anticiclones (no tan fuertes como los que entran en las borrascas), y los desvía también el efecto de Coriolis; entonces, los vientos circulan en torno al centro del anticiclón, en el sentido de las agujas del reloj en el hemisferio norte y en sentido contrario en el hemisferio sur.

Los anticiclones suelen traer tiempo estable en verano (cálido y con cielo despejado), y en invierno tiempo frío con heladas y nieblas.

Se estima que las tormentas fuertes (sobre todo los huracanes y los tornados) suman un 20% del gran costo anual que ocasionan por daño los desastres naturales. Son más comunes las tormentas eléctricas; cada día se producen aproximadamente 45,000.

Esas tormentas asociadas con la aparición de cumulonimbos formados por aire de ascenso rápido, suelen acompañarse de relámpagos, ocasionados por el desprendimiento súbito de la electricidad estática acumulada en las nubes. Desconocemos el mecanismo de formación de esa electricidad estática, pero según una teoría popular, la carga eléctrica se produce como resultado de la congelación de las gotas de

agua convertidas en cristales de hielo que forman las nubes. La capa externa de esas gotas se congela y, al hacerlo se carga positivamente (fenómeno observado en laboratorio); el núcleo líquido, más caliente, adquiere una carga negativa. Una fracción de segundo después, los núcleos se dilatan, haciendo saltar las capas externas. Fragmentos de estas capas, con carga positiva, van a parar a lo alto de la nube, mientras que los núcleos, intactos, con su carga negativa, permanecen en la base. Por último, se acumula en la nube la carga suficiente para superar la resistencia eléctrica del aire que hay entre la nube y el suelo, y se descarga en forma de una gran chispa eléctrica; el relámpago. La violenta expansión de las moléculas de aire en la trayectoria del rayo provoca una intensa onda sónica, conocida como trueno.

Los huracanes, llamados también ciclones tropicales o tifones, son intensas borrascas circulares que se desarrollan entre los 5° y los 25° de latitud norte y sur, sobre mares de temperatura superficial superior a unos 27°C. En torno a un núcleo central de presión bajísima (el ojo del huracán), el aire húmedo gira y se levanta rápidamente, formando una espiral de nubes que, vista desde arriba, recuerda un remolino. La intensa cantidad de energía desprendida por la rápida condensación del aire ascendente es la que mantiene el vertiginoso giro de la espiral.

Los huracanes se desplazan generalmente hacia el oeste en ambos hemisferios. Cuando alcanzan la tierra, sus vientos, de hasta 300 Km/h, pueden ocasionar daños impresionantes. Son identificados en se-

guida por las pantallas de radar y las fotografías de satélites, lo que permite prevenir su amenaza. Sobre la tierra, los huracanes pierden sus fuentes de humedad y por esa razón su fuente de energía, y se van extinguiendo al llenarse de aire su centro de baja presión.

Los tornados, son torbellinos de menos de 1 Km de diámetro. Son comunes en el este central de Estados Unidos de Norteamérica, donde el aire húmedo y caliente del Golfo de México subyace al seco aire frío del norte, pero los hay también en Europa occidental.

Su causa exacta se desconoce, pero se forman al caer una larga chimenea nubosa de un cumúlo turbulento. Se succiona aire caliente hacia arriba en arrebatadora espiral en torno a la desbocada manga descendente. Se cree que el viento alcanza los 600 Km/h, aunque no han sobrevivido instrumentos que lo demuestren. La devastación no sólo la produce el viento, sino también la intensísima diferencia de presión que media entre el interior de las casas y el exterior, cuya presión es muy baja; esa desproporción hace que las casas se desmoronen. Los tornados recorren hasta 500 Km antes de desvanecerse. Son parecidos a las trombas marinas.

### IIIh. PREDICCIÓN DEL TIEMPO Y CLIMA

Hasta hace poco, la información recibida en los centros meteorológicos se descifraba y, junto con más información, fotografías y datos de satélites, se convertía en mapas sinópticos hechos a mano, como el presentado en la figura 2.6., que mostraban las isobaras y otras categorías de información en signos convencionales, dando una imagen completa del tiempo existente en un momento determinado.

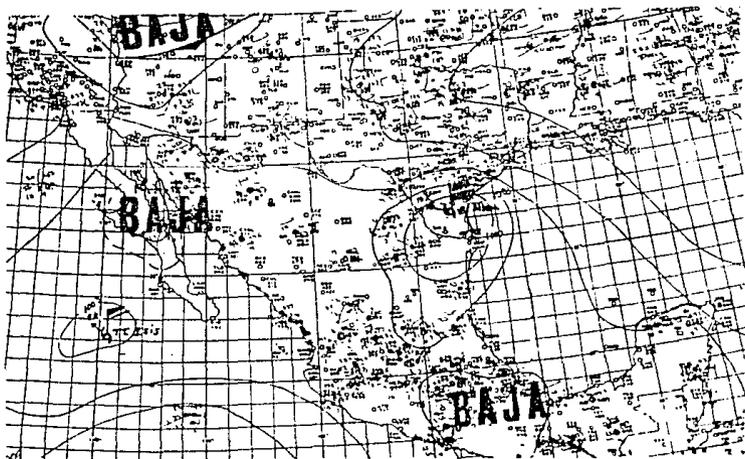


Figura 2.6. Carta de estado del tiempo mostrando líneas Isobaras.

Un equipo de meteorólogos analizaba entonces el mapa, cotejándolo acaso con seis o más mapas relativos a la situación del día anterior. Se estudiaban los sistemas y las situaciones atmosféricas respectivas para analizar su evolución y si había indicios de nuevas variaciones. A partir de ese análisis se preparaba un mapa de pronósticos que resumía su impresión en cuanto al futuro estado del tiempo. Sobre esa base se trazaban pronósticos escritos que se enviaban a los diversos medios informativos.

Las grandes computadoras han modificado un tanto ese proceso. Hoy día, al llegar los datos al centro meteorológico, se integran en un computador. Dado que los datos llegan en forma de un código aceptado internacionalmente, la información procedente de cualquier parte del mundo se puede utilizar sin traducción previa. El computador proporciona entonces mapas sinópticos que no solo describen la situación existente al nivel del mar, sino también a diferentes niveles de las capas superiores (a veces hasta 15).

Estas computadoras pueden emitir también pronósticos aplicando las magnitudes de diversos factores (por ejemplo, temperaturas, densidad del aire, velocidades de vientos, humedades) a fórmulas basadas en las leyes físicas relativas a la interacción de estos factores. Estos pronósticos tienen una precisión razonable en cuanto al comportamiento de la atmósfera, pero no tanto respecto a la predicción del tiempo. La razón principal de ello es que las interacciones entre aire, mar y tierra son complejissimas y se requieren aún juicios basados en una gran experiencia de las peculiaridades locales para lograr

una buena predicción a corto plazo. Por ello los mapas de predicción son obra aún de la mano del hombre.

Los pronósticos más familiares, conciernen a las 24 horas inmediatas, más acaso, una "previsión alargada". El acierto de esos pronósticos ha aumentado mucho en los últimos años y por ejemplo, desde principios de los ochenta, el Servicio Meteorológico de los Estados Unidos de América obtiene una precisión de más del 85%.

Los pronósticos a largo plazo abarcan un mes y suelen basarse en uno de dos métodos principales. Uno incluye un análisis de los mapas diarios de los meses anteriores: atiende las presiones y omite todas las complicaciones menores. Una retrospectiva de la evolución atmosférica en todo el mes anterior proporciona la base de la predicción. El otro método se basa en la hipótesis de la probable repetición de los esquemas meteorológicos anteriores. Se compara la situación existente con otras similares habidas en el pasado y basándose en la evolución que tuvo lugar antes, se predice el tiempo que va a haber probablemente. Esta claro que la predicción a largo plazo está en sus comienzos y es bastante menos precisa que los pronósticos a corto plazo.

El tiempo reinante es la situación meteorológica existente en un momento dado o a corto plazo. En cambio, se suele entender por clima la situación meteorológica media de una región durante un período de tiempo prolongado.

La definición de clima ha dado pie a la idea de que aunque el "tiempo" es variable, el clima es fijo y predecible. Se trata de una suposición falsa, porque cualquier período empleado para calcular promedios climáticos, podría resultar anormal. Si comparáramos, por ejemplo, los climas del pasado, comprobaríamos que muchas partes del mundo experimentaron en el período de 1931 a 1960 temperaturas medias bastante más altas de las predecibles por la experiencia de cientos de años.

Cualquier definición de clima debe admitir cambios a largo plazo. Debemos referirnos por lo tanto al tiempo total reinante en un lugar durante un período específico. Además, cualquier descripción de climas debe incluir no solo los valores medios, sino también los extremos, así como la predecibilidad y frecuencias de determinados rasgos climáticos.

Hay varios factores que impiden que las zonas climáticas coincidan con franjas de latitud: uno de ellos es la naturaleza del terreno. Los montes, por ejemplo, influyen mucho en el clima al actuar de barreras contra el viento, y también porque la temperatura baja al aumentar la altitud: unos 6.5°C por cada 1,000 m de aumento de altitud. A barlovento de muchos montes predomina la lluvia, mientras que los de sotavento, escasos en precipitaciones, son más bien secos. Las montañas más altas afectan además al movimiento del aire en la alta tropósfera; el viento en chorro del este, por ejemplo, se eleva y desvía hacia el norte sobre las Montañas Rocallosas de Norteamérica, y vuelve a doblar hacia el sur al oeste de ellas. Como resultado, el

aire sobre las Rocallosas se mantiene relativamente caliente a gran altura.

Tienen también importancia la configuración de las tierras y su proximidad al mar, pues las grandes extensiones de agua (incluidos los lagos) suelen moderar el clima: los parajes costeros y las orillas de los lagos, suelen tener un clima menos extremoso que la parte central de un continente. Ese efecto moderador del agua se acentúa casi siempre junto al mar, que no solo conserva más el calor de la tierra, sino que además lo conduce. Por ello, las corrientes marinas cálidas y frías desempeñan un papel enorme en la génesis de los climas costeros.

El desarrollo de masas de aire marítimas y continentales influye también enormemente en el clima: provocan por ejemplo, los cambios ocasionales que invierten el sentido de los monzones. Los climas monzónicos se acusan al máximo en el sur de Asia, donde el rápido enfriamiento invernal origina masas de alta presión. De esas masas parten los secos alisios del noreste. En primavera, la elevación del Sol hace que el norte de la India se caliente, produciéndose un acusado sistema de bajas presiones, que succiona a través del ecuador los alisios del sureste, los cuales cambian de dirección, convirtiéndose en húmedos contralisios.

Los climas locales son influidos por factores especiales, propios de zonas relativamente pequeñas. Un caso de ello es lo que sucede debido a la acción de distintos vientos regionales. Con el fin de

ejemplificar lo anterior, comentamos los dos siguientes casos: El viento de las laderas norte de los Alpes, conocido como föhn, sopla cuando los sistemas de baja presión del norte de Europa, succionan vientos del sur. Al descender, el föhn se calienta, causando aumentos rápidos de temperatura en las regiones a su paso. Un tipo de viento similar al antes descrito, que se presenta en las laderas orientales de las Montañas Rocallosas, y que se conoce como chinook, puede elevar la temperatura del aire en 25°C en menos de una hora.

Otra influencia climática local es el porcentaje de radiación solar reflejada por la superficie (su albedo). La nieve recién caída, con un albedo próximo al 90%, explica por qué no se derrite a pleno Sol. Los suelos secos y arenosos tienen más albedo que los arcillosos y oscuros. Los bosques son de albedo bajo, pero el bosque inferior suele mantenerse fresco, incluso en días ardientes, al ser absorbidos muchos rayos del Sol por los árboles: llegan relativamente pocos rayos hasta el nivel del suelo.

Hay también factores climáticos obra del hombre. La contaminación de las urbes, por ejemplo, absorbe la luz del Sol, reduciendo el calor que llega al suelo: efecto contrarrestado a su vez por el aire caliente que cubre muchas zonas urbanas. Además la presencia de edificios de distinta altura tiende a reducir la velocidad del viento, pero aumenta a la vez su turbulencia, traducida en ráfagas caprichosas. Este efecto suele notarse más en las bocacalles flanqueadas por rascacielos.

El clima ejerce gran influencia en el suelo y la vegetación, pero las regiones climáticas, igual que las de suelo y flora, rara vez tienen límites precisos; generalmente se dan transiciones casi imperceptibles de una a otra. Se han tratado de establecer clasificaciones climáticas mundiales, siendo la más empleada la del meteorólogo germano-ruso Vladimir-Köppen, que entre 1900 y 1936 publicó una serie de clasificaciones de distinta complejidad. Trató sobre todo de relacionar los rasgos climáticos y la flora mediante dos criterios básicos, la temperatura y la precipitación, y clasificó las regiones climáticas según los siguientes cinco grandes tipos:

- A.- clima lluvioso tropical, cuya temperatura media en el mes más frío supera los 18°C.
- B.- clima seco, de precipitación media anual inferior a 250 mm.
- C.- clima templado, de temperatura media entre -3°C y 18°C en el mes más frío, y una media de más de 10°C en el mes más cálido.
- D.- clima frío de bosque boreal, de temperatura media en el mes más frío inferior a -3°C, con una media de más de 10°C en el mes más cálido.
- E.- clima polar, inferior a 10°C de temperatura media en el mes más cálido.

Los límites isotérmicos de Köppen señalaron una serie de zonas situadas entre el trópico y los polos. Posteriormente el meteorólogo, añadió un sexto tipo, *H*, para incluir las montañas, porque los climas de alta montaña reflejan las diferentes zonas latitudinales de flora que hay al nivel de mar entre el ecuador y los polos.

La simplista clasificación de Köppen fue subdividida según rasgos especiales de temperatura y precipitación. Los primeros fueron:

- a, un verano cálido.
- b, un verano templado.
- c, un verano frío.
- d, un invierno frío riguroso.
- h, un clima seco y caliente.
- k, un clima seco pero frío.

Se codificó también la precipitación:

- S, la estepa seca.
- W, los desiertos.
- f, lugares de mucha precipitación todo el año.
- m, regiones tropicales de acusada estación lluviosa o de monzón.
- s, lugares de verano cálido y seco.
- w, lugares de invierno seco.

Csa, por ejemplo, señala un clima templado de verano seco e invierno templado, correspondiente al de las regiones mediterráneas. Y Af, indica un clima lluvioso tropical con lluvias todo el año, en oposición al clima Am, de acusada estación monzónica.

La existencia de filones de carbón en la Antártida y de fósiles de dinosaurios en Spitzberg, en plena zona polar ártica, demuestra que los climas han cambiado radicalmente a lo largo de millones de años. Sabemos también que las posiciones de los continentes han cam-

biado, y siguen cambiando, debido al movimiento de las placas de la corteza terrestre. Podemos estar seguros, por ejemplo, de que en el Cretácico (de 65 a 140 millones de años atrás), cuyas pruebas fósiles revelan que en la isla de Disko (Groenlandia) crecían helechos, higueras y el árbol del pan, esa región estuvo mucho más cerca del ecuador que actualmente.

Pero esas placas se mueven muy lentamente a un promedio de algo más de un centímetro al año. Por ello la tectónica de placas no puede explicar los avances y repliegues de los grandes heleros del Pleistoceno (hace entre 11,000 y 1'800,000 años) ni mucho menos las fluctuaciones climáticas de los últimos mil años.

Se han acumulado pruebas de la frecuencia de los ciclos climáticos, alternando períodos cálidos o húmedos y fríos o secos. En el Pleistoceno, por ejemplo, hubo cinco períodos principales en Europa de avance del hielo, separados por las fases interglaciales (o interestadales). Algunos científicos creen que estamos en una quinta fase interestadial, aunque no pueden predecir la fecha del comienzo del cuarto período glacial.

Esas pruebas proceden de varias fuentes, incluyendo muestras de roca extraídas con taladro del fondo del mar. En esas muestras, la abundancia de fósiles de ciertos organismos marinos, propios de situaciones cálidas, y escasos en los períodos fríos, presenta variaciones cíclicas, que indican una variación periódica del clima. La evidencian asimismo los análisis de cortes del hielo de los heleros,

muestras del suelo y los anillos de los árboles.

Hallazgos recientes revelan que el hemisferio norte tuvo entre los años 900 y 1,300 d C, un clima más caliente que el actual. Cuando los vikingos se establecieron en Groenlandia en el siglo X, se considera que la temperatura media de entonces era de 1°C a 4°C más cálida que la actual. Aquella colonia había desaparecido a fines del siglo XV, debido acaso al empeoramiento del clima. El período de 1450 a 1850 suele clasificarse en Europa de "pequeña época glacial". Aunque no hay datos exactos anteriores a la invención de los aparatos meteorológicos, hay muchas pruebas de la existencia de esa pequeña época glacial, consistentes en documentos históricos (incluidos records de malas cosechas y pinturas de ríos helados que nunca se hielan ahora) y en análisis mediante computador del recuento de semillas y polen hallados en suelos y sedimentos de esa época. A partir de 1850 el clima mejoró, aunque ultimamente parece haberse enfriado un poco: lo prueba el hecho de que en 1968 el hielo ártico se aproximó hasta el noreste de Islandia, lo que no había ocurrido en 40 años.

Sin estar validadas del todo, se han adelantado varias teorías entre las cuales comentamos las siguientes: Creen algunos científicos, que la causa principal de los cambios del clima, reside en pequeñas variaciones de la elipticidad de la órbita terrestre, lo que podría afectar a la intensidad de la radiación solar que llega a la tierra. Otros opinan en cambio que unas variaciones mínimas de la inclinación axial de la Tierra, al provocar cierto desplazamiento de los cinturones climáticos, modificarían el clima mundial en su cr

junto. Se sugiere también que las fluctuaciones, a corto y largo plazo, de la actividad solar (por ejemplo, los ciclos de unos 11 años de las manchas solares) pueden afectar seriamente al clima mundial.

Puede haber también cambios tras períodos prolongados de actividad volcánica eruptiva. El polvo volcánico forma un velo en la estratósfera que puede reducir la radiación solar que alcanza la superficie, ocasionando cambios meteorológicos. Tras la erupción del Krakatoa en 1883, por ejemplo, hubo polvo en la atmósfera durante tres años: en ellos, se registró en el sur de Francia un 10% menos de radiación solar. Es preocupante también el hecho de que puedan producirse cambios climáticos mayores por culpa de la actividad del hombre: por ejemplo, la deforestación y la contaminación atmosférica.

## CAPITULO III

**VARIABLES A REGISTRAR**

## VARIABLES A REGISTRAR

### III.a. Medidor de Temperatura

La temperatura en un concepto intuitivo, indica cuando un cuerpo está "caliente" o "frío". Termodinámicamente se relaciona con el calor, también se dice que está relacionada con la energía cinética promedio de las moléculas de un gas ideal. Estadísticamente se ha demostrado que existe relación entre la temperatura y los niveles de energía de los líquidos y sólidos. La temperatura es entonces "*el grado de agitación térmica de cualquier elemento*".

Existen diferentes métodos utilizados para la medición de la temperatura. Ya que la presión, el volumen, la resistencia eléctrica, los coeficientes de expansión, etc. son variables relacionadas con la temperatura, podemos inferir que los cambios en estas variables pueden usarse para medir temperatura.

Las escalas más usuales con las que se mide la temperatura son la *Fahrenheit* y la *Centigrada*. Estas escalas se basan en dividir en partes iguales, el intervalo de temperatura comprendido entre los puntos de congelación y ebullición del agua a la presión atmosférica estándar. La escala Centigrada asigna 100 unidades entre ambos puntos y la Fahrenheit asigna 180.

La medida de temperatura constituye una de las mediciones más comunes e importantes que se pueden efectuar. Las limitaciones del sistema de medida quedan definidas en cada tipo de aplicación por la precisión, por la velocidad de captación de la temperatura, por la distancia entre el elemento de medida y el aparato receptor y por el tipo de instrumento indicador, registrador o controlador.

Los instrumentos de temperatura utilizan diversos fenómenos que son influidos por la temperatura, a continuación mencionaremos algunos de ellos:

- a) Variaciones en volumen o en estado de los cuerpos (sólidos, líquidos o gases).
- b) Variación de resistencia de un conductor (sondas de resistencia).
- c) Variación de resistencia de un semiconductor (termistores).
- d) F.E.M. creada en la unión de dos metales distintos (termopares).
- e) Intensidad de la radiación total emitida por algún cuerpo (pirómetros de radiación).
- f) Otros fenómenos utilizados en laboratorio (velocidad del sonido en un gas, frecuencia de resonancia de un cristal, etc.).

Con base en lo anterior, los instrumentos empleados y que utilizan los diversos fenómenos, son los siguientes:

- Termómetros de vidrio.
- Termómetros bimetalicos.
- Termómetros de bulbo y capilar rellenos de líquido, gas o vapor.

- Termopares.
- Pirómetros de radiación.
- Termómetros de resistencia.
- Termistores.
- Sensores de temperatura de estado sólido.

- Termómetro de Vidrio

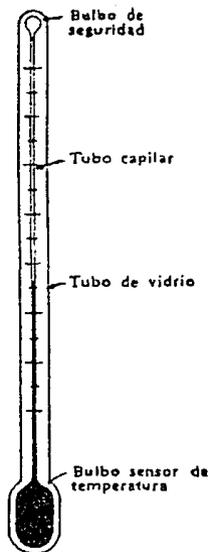


Figura 3.1. Termómetro de vidrio.

El termómetro de vidrio consta de un depósito de vidrio que contiene algún fluido, por ejemplo mercurio, y que al calentarse se expande y sube en el tubo capilar.

Los márgenes de trabajo de este tipo de termómetros, dependerán del fluido empleado, los cuales pueden ser:

Mercurio . . . . .	- 35 a +280°C
Mercurio (tubo capilar lleno de gas) . . . . .	- 35 a +450°C
Pentano . . . . .	-200 a + 20°C
Alcohol . . . . .	-110 a + 50°C
Tolueno . . . . .	- 70 a +100°C

- Termómetro Bimetálico

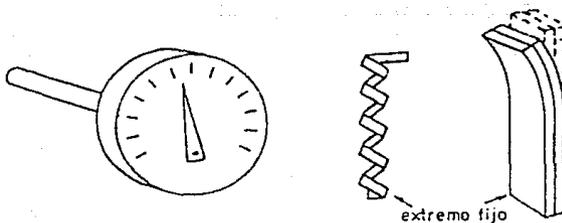


Figura 3.2. Termómetro bimetalico.

Los termómetros bimetalicos se fundan en el distinto coeficiente de dilatación de dos metales diferentes, tales como latón, monel o acero y una aleación de ferroníquel o invar (35.5% de níquel) laminados conjuntamente. Dichas láminas pueden ser rectas o curvas, formando espirales o hélices.

Este tipo de termómetros contiene pocas partes móviles, solo la aguja indicadora sujeta al extremo libre de la espiral o de la hélice y el propio elemento bimetalico.

El eje y el elemento están sostenidos con cojinetes y el conjunto está construido con precisión para evitar rozamientos. La precisión es de  $\pm 1\%$  y su campo de medida de  $-200^{\circ}\text{C}$  a  $+500^{\circ}\text{C}$ .

#### - Termómetro de Bulbo y Capilar

Los termómetros tipo bulbo consisten esencialmente en un bulbo conectado por un capilar a una espiral. Cuando la temperatura del bulbo cambia, el gas o el líquido en el bulbo se expanden y la espiral tiende a desenrollarse moviendo la aguja sobre la escala para indicar la elevación de la temperatura en el bulbo. Hay cuatro clases de este tipo de termómetros :

*Clase I* : Termómetros actuados por líquido.

*Clase II* : Termómetros actuados por vapor.

*Clase III* : Termómetros actuados por gas.

*Clase IV* : Termómetros actuados por mercurio.

Los termómetros actuados por líquido tienen el sistema de medición lleno de líquido y como su dilatación es proporcional a la temperatura, la escala de medición resulta uniforme. Los líquidos que se utilizan son: alcohol y éter. El campo de medición de estos instrumentos varía entre  $150^{\circ}\text{C}$  hasta  $500^{\circ}\text{C}$ , dependiendo del tipo de líquido que se emplee.

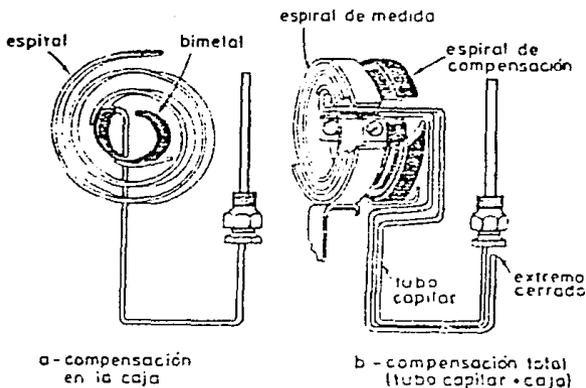


Figura 3.3. Termómetro de bulbo y capilar.

Los termómetros actuados por vapor contienen un líquido volátil y se basan en el principio de presión de vapor. Al subir la temperatura aumenta la presión de vapor del líquido. La escala de medición no es uniforme, los pasos de medición van aumentando hacia la parte

más alta de la escala. La presión en el sistema depende de la temperatura del bulbo.

Los termómetros actuados por gas están completamente llenos de gas. Al subir la temperatura, la presión de gas aumenta proporcionalmente y por lo tanto estos termómetros tienen escalas lineales.

Los termómetros actuados por mercurio son similares a los termómetros actuados por líquidos.

#### - Termómetro de Resistencia

En este tipo de termómetros la medida de temperatura depende de las características de resistencia en función de la temperatura que son propias del elemento de detección.

El elemento consiste usualmente en un arrollamiento de hilo muy fino del conductor adecuado bobinado entre capas de material aislante y protegido con un revestimiento de vidrio o de cerámica.

El material que forma el conductor se caracteriza por el llamado "*coeficiente de temperatura de resistencia*" que expresa para una temperatura específica, la variación en *ohms* de la resistencia del conductor, por cada grado que cambia su temperatura. En la figura 3.4 pueden verse las curvas de resistencia relativa de algunos materiales en función de la temperatura.

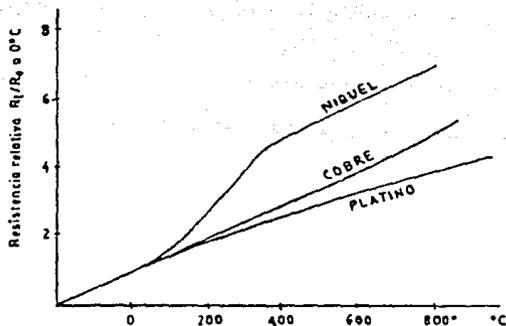


Figura 3.4. Curvas de resistencia relativa de algunos metales en función de la temperatura.

Los materiales que forman el conductor de la resistencia deben poseer las siguientes características:

1. Alto coeficiente de temperatura de la resistencia, para una mayor sensibilidad del instrumento de medición.
2. Alta resistividad, ya que cuanto mayor sea la resistencia, tanto mayor será la variación por grado.
3. Relación lineal resistencia-temperatura.
4. Rigidez y ductilidad, lo que permite realizar los procesos de fabricación de estirado, y enrollamiento del conductor en las bobinas de la sonda, a fin de obtener tamaños pequeños.
5. Estabilidad de las características durante la vida útil del material.

Los materiales que se usan normalmente en las sondas de resistencia son el platino y el níquel.

El platino es el material más adecuado desde el punto de vista de precisión y de estabilidad pero presenta el inconveniente de su costo. En general la sonda de resistencia de platino tiene una resistencia de 100 ohms a 0°C.

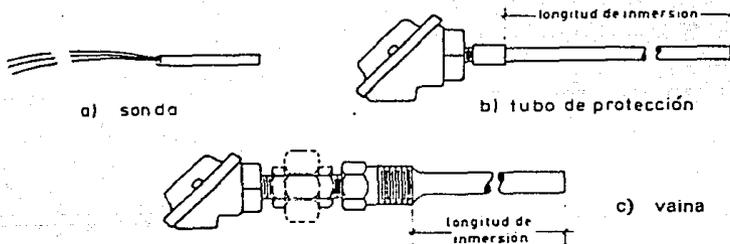


Figura 3.5. Termómetro de resistencia.

El níquel es más barato y posee una resistencia más elevada con una mayor variación por grado, sin embargo, tiene como desventaja la falta de linealidad en su relación resistencia-temperatura y las variaciones que experimenta su coeficiente de resistencia según los lotes fabricados.

El cobre tiene una variación de resistencia uniforme, es estable y barato, pero tiene el inconveniente de su baja resistividad.

- Termistores

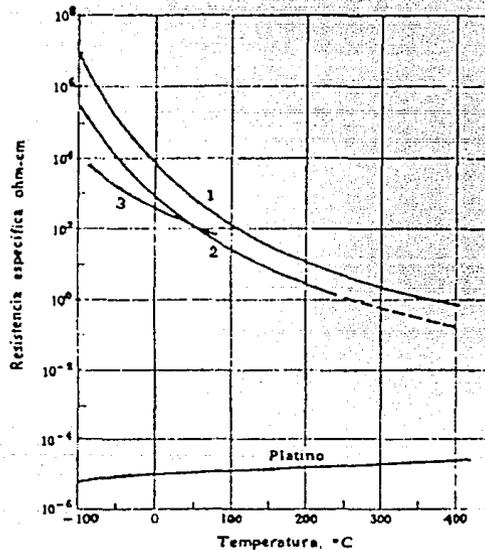


Figura 3.6. Curvas características de materiales empleados en termistores.

Los termistores son semiconductores electrónicos con un coeficiente de temperatura de resistencia negativo de valor elevado y que presentan una curva característica lineal tensión-corriente siempre

que la temperatura se mantenga constante. En la figura 3.6. pueden verse las curvas características de 3 tipos de materiales de termistores en comparación con la del platino.

Para obtener una buena estabilidad en los termistores es necesario envejecerlos adecuadamente, tal como se indica en la figura 3.7.

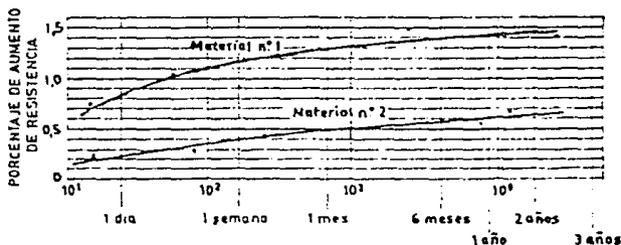


Figura 3.7. Gráfica de envejecimiento de materiales empleados en termistores.

Los termistores son conectados a puentes de Wheatstone o a otros circuitos de medida de resistencia. En intervalos amplios de temperatura tienen características no lineales. Como también poseen un alto coeficiente de temperatura, esto se traduce en una mayor sensibilidad que las sondas de resistencia estudiadas y permiten intervalos de medida de 1°C. Son de tamaño pequeño.

La distancia entre el termistor y el instrumento de medida puede ser considerable siempre que el elemento posea una alta resistencia

comparada con la de los cables de unión. La corriente que circule por el circuito a través del termistor debe ser pequeña para asegurar así que la variación de la resistencia solo se deba a la variación de la temperatura.

La principal aplicación de los termistores se encuentra en la compensación de temperatura, como temporizadores y como elementos sensibles en vacuómetros.

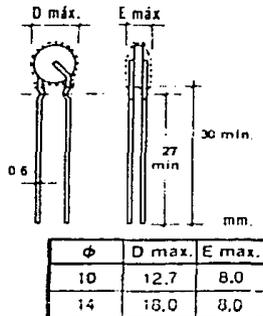


Figura 3.8. Termistor.

#### - Termopares

El termopar se basa en el efecto descubierto por Seebeck; de la circulación de una corriente en un circuito formado por dos metales diferentes cuyas uniones (unión de medida o caliente y unión de refe-

rencia o fría) se mantienen a distinta temperatura (ver figura 3.9). Esta circulación obedece a dos efectos termoeléctricos combinados; el efecto Peltier que provoca la liberación de electrones a través de la unión y el efecto Thomson que consiste en la liberación o absorción de calor cuando una corriente circula a través de un metal homogéneo en el que existe un gradiente de temperaturas.

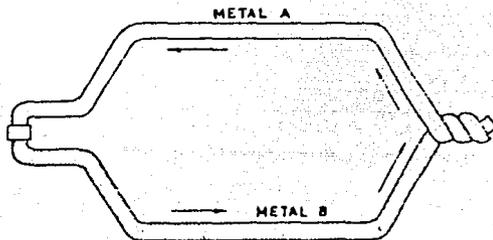


Figura 3.9. Unión de metales para medida y referencia; termopar.

La selección de los alambres para termopares se hace de forma que tengan una resistencia adecuada a la corrosión, a la oxidación, a la reducción y a la cristalización, que desarrollen una f.e.m. relativamente alta, que sean estables, de bajo costo y de baja resistencia eléctrica y la relación entre la temperatura y la f.e.m. sea tal que el aumento de esta sea aproximadamente paralelo al aumento de la

temperatura ver figura 3.10.

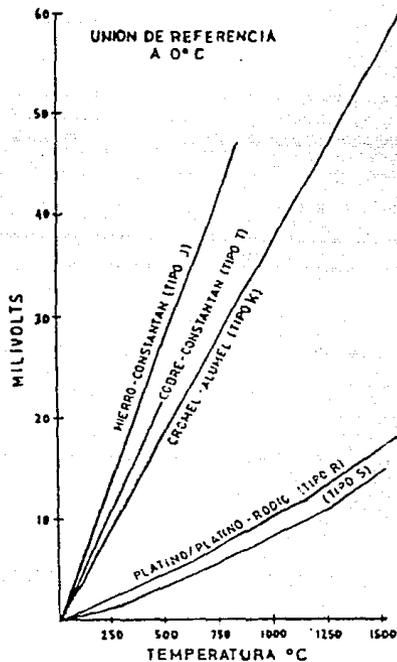


Figura 3.10. Gráfica para la selección de los alambres para termopares.

#### - Pirómetros de Radiación

Los pirómetros de radiación se fundan en la ley de Stefan-Boltz

mann que establece que la intensidad de la energía radiante emitida por la superficie de un cuerpo, aumenta proporcionalmente a la cuarta potencia de la temperatura absoluta del cuerpo, es decir,  $M = KT^4$ .

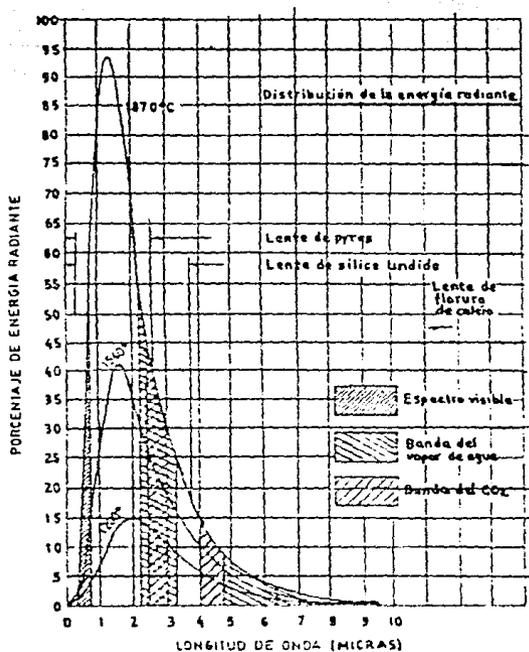


Figura 3.11. Gráfica de la energía radiante de un cuerpo a varias temperaturas, en función de la longitud de onda.

En la figura 3.11. se muestra el gráfico de la energía radiante de un cuerpo a varias temperaturas en función de la longitud de onda. Desde el punto de vista de medición de temperaturas, las longitudes de ondas térmicas abarcan desde *0.1 micras* para las radiaciones ultravioletas, hasta *12 micras* para las radiaciones infrarrojas.

Los pirómetros de radiación miden, la temperatura de un cuerpo a distancia en función a su radiación. Los instrumentos que la miden en función de la radiación luminosa que emite, se denominan pirómetros ópticos de radiación parcial, o pirómetros ópticos y los que la miden captando toda o gran parte de la radiación emitida por el cuerpo, se llaman pirómetros de radiación total.

### Selección del Tipo de Transductor

Hemos hecho mención de los tipos de transductores que son utilizados para la medición de la temperatura. Ahora procederemos a explicar la elección del transductor *LM35C*, que es el transductor de temperatura que se utiliza en este proyecto. Su selección se llevó a cabo tomando los siguientes factores:

1. Precisión.
2. Rango de temperatura aplicable.
3. Velocidad de respuesta.
4. Linealidad.
5. Costo.
6. Dimensión del dispositivo.

En lo que respecta a la *precisión*, la investigación efectuada, tanto en datos técnicos de fabricantes, como basados en la bibliografía consultada, se pudo encontrar que las diferentes precisiones que otorgan cada uno de los diferentes tipos de transductores es la siguiente:

Transductor de vidrio .....	$\pm 1^{\circ}\text{C}$ .
Transductor bimetalico.....	$\pm 1^{\circ}\text{C}$ .
T. de bulbo y capilar.....	$\pm 1^{\circ}\text{C}$ .
T. de resistencia:.....	con este transductor la precisión varía de $\pm 0.01^{\circ}\text{C}$ hasta $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ , esto depende del material con que esté hecha la resistencia.
Termistores.....	$\pm 0.005^{\circ}\text{C}$ .
Termopares:.....	este transductor también tiene un rango de variación en su precisión de $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$ hasta $\pm 3^{\circ}\text{C}$ dependiendo del material utilizado en la construcción de los alambres por donde circulará la corriente para llevar a cabo el efecto Seebeck.
Pirómetros de radiación.....	$\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ .

En la figura 3.12, se muestra una gráfica, en la que se ilustra el *rango de temperatura aplicable* para estos dispositivos.

En esta gráfica podemos observar que son varios los transductores que se pueden utilizar, aunque para el rango que nosotros ocuparemos nos bastaría con utilizar el transductor de resistencia o el termistor, que son los que abarcarían perfectamente y sin sobrepaso excesivo el rango a medir.

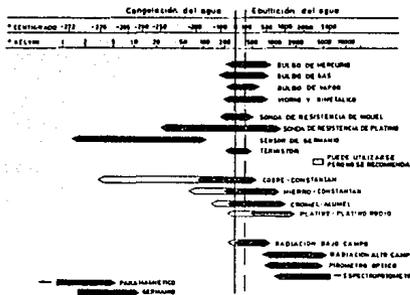


Figura 3.12. Rangos de medición de los diferentes transductores de temperatura.

En lo que respecta a la *velocidad de respuesta*, encontramos que la constante de tiempo de un instrumento, es el tiempo necesario para que alcance el 63.2% de la variación total de temperatura que experimenta. Es decir, si un instrumento cuya sonda o elemento primario pasa de un recinto de  $70^{\circ}\text{C}$  a otro de  $270^{\circ}\text{C}$  puede alcanzar el 63.2% de la diferencia  $270 - 70 = 200^{\circ}\text{C}$  en *0.1 segundos*, este tiempo será la constante del tiempo de la medida con el instrumento.

Los transductores de bulbo y capilar rellenos de mercurio y de líquido tienen una respuesta muy rápida por la incompresibilidad del fluido que los llena; en cambio los de gas y vapor tienen un retardo más pronunciado a causa de la compresibilidad del fluido interno.

En lo referente a los eléctricos, sondas de resistencia, termistores, termopares y pirómetros de radiación se caracterizan porque el tiempo de respuesta depende unicamente del intercambio térmico entre el fluido y el elemento, ya que la corriente eléctrica circula por los cables de conexión a la velocidad de la luz, directamente al receptor.

En los de resistencia, la masa a calentar está formada por una bobina de hilo arrollada en un núcleo y embebida en una cápsula rígida.

Los termistores son de tamaño pequeño y su tiempo de respuesta varía de fracciones de segundo a minutos, de acuerdo con su capacidad térmica dada por el tamaño y forma del elemento sensible.

En el termopar, dos hilos soldados en un extremo constituyen la masa a calentar, la que depende de la galga o diámetro de los hilos y de la soldadura, hilo torcido o soldado a tope.

El pirómetro de radiación responde rapidamente a los cambios en la temperatura por dos razones: la captación de energía radiante es practicamente instantánea y la masa de la termopila es pequeña.

En lo que respecta a la *linealidad* podemos decir basados en datos técnicos y bibliográficos, que los de vidrio y bulbo capilar tienen una buena linealidad, excepto los de vapor.

En los bimetalicos la linealidad tambien es buena.

Para los de resistencia, dependiendo del material va de excelente, para los contruidos de niquel, hasta pobre, para los contruidos con cobre. Aquí cabe mencionar que los contruidos con niquel tienen un costo superior a los de cobre.

Para los termistores la linealidad es pobre.

Para los termopares la linealidad va de buena a excelente, dependiendo del tipo de material que se utilice para su construcción.

Para los pirómetros la linealidad es pobre, sobre todo para el rango de temperatura del medio a medir por la estación meteorológica.

El costo varía dependiendo del material a utilizar en su construcción.

En la investigación se encontró que en los de vidrio el costo es económico sin llegar a ser barato. En lo que respecta a los de bulbo y capilar el costo dependerá del material a utilizar y este no será muy económico, ya que dicho factor está relacionado con el tamaño del transductor.

El bimetalico está dentro del grupo de transductores como el de bulbo y capilar en lo que respecta a su costo.

El costo del de resistencia, también depende mucho del tipo de material con que está construido y es mucho más caro que el del termopar o el termistor. Los termistores al igual que los termopares, son los dispositivos que resultan de bajo costo, solo que el equipo de registro puede ser muy caro en los trabajos de alta precisión.

En lo que respecta a los pirómetros de radiación, su costo varía de mediano a alto.

En lo relativo al *tamaño* o *dimensión* del dispositivo, como ya se mencionó, los transductores de vidrio pueden ser de tamaño mediano pero muy frágiles. Los de bulbo y capilar podrían resultar muy voluminosos y no fácilmente adaptables al proyecto.

Del análisis hecho anteriormente, podemos decir que los transductores más viables a utilizar son los de resistencia, termopares y termistores. Haciendo una comparación con estos tres tipos de transductores viables y el sensor de estado sólido *LM35C*, se puede decir que el último tiene características favorables y muy parecidas a los transductores antes mencionados, solo que su costo, por ser un dispositivo de precisión, es más bajo que el de los otros dispositivos transductores mencionados.

La serie *LM35*, son circuitos integrados sensores de temperatura de alta precisión, cuyo voltaje de salida es linealmente proporcional a la temperatura en °C.

El *LM35C* por lo tanto, tiene la ventaja por encima de otros sensores de temperatura, de no tener que hacer la conversión de *grados Kelvin* a *grados Centígrados*. Este transductor no requiere de calibración o accesorios externos y provee una precisión de  $\pm 1/4^{\circ}\text{C}$  para temperaturas bajas y de  $\pm 3/4^{\circ}\text{C}$  para temperaturas altas, dentro de un rango de temperatura de  $-55^{\circ}\text{C}$  a  $+150^{\circ}\text{C}$ .

El bajo costo está garantizado por el dispositivo. La impedancia de salida del sensor es baja, como ya se mencionó. El voltaje de salida es lineal con respecto a los grados centígrados, y posee una calibración inherente precisa, que facilita la lectura de la temperatura y el control del circuito integrado. Puede ser utilizado con una sola fuente de poder o con más suministros. Consume solo *60 microA* de la fuente, el calentamiento del dispositivo es mínimo (menos de  $0.1^{\circ}\text{C}$  con viento suave). El rango de operación es de  $-55^{\circ}\text{C}$  a  $+150^{\circ}\text{C}$ .

Hemos descrito las características del sensor de temperatura de estado sólido *LM35C*, ahora procederemos a explicar la forma en que se implementó dentro del proyecto este sensor.

En la figura 3.13, se muestra el diagrama de bloques del circuito asociado a la medición de temperatura, mostrando la conexión del *LM35C*, que con la ayuda de otras etapas lleva la señal hasta el *MCU*.

En el diagrama de bloques se puede observar la etapa sensora de temperatura, la cual solo consta del transductor *LM35C*. Este dispositivo será el que mantendrá contacto con el medio ambiente.



Figura 3.13. Diagrama de bloques del medidor de temperatura.

Como siguiente etapa intermedia entre el *LM35C* y el *MCU* se encuentra un circuito sumador, cuyo componente activo es un amplificador operacional *TLO74* (ver especificaciones en el apéndice A). A continuación también como etapa intermedia se encuentra el bloque amplificador, que consiste en un arreglo de componentes, basado también en un amplificador operacional *TLO74*. Después de pasar por tres etapas, la señal es enviada a un *multiplexor*, donde se hará una selección entre la señal de presión y esta. El habilitamiento del *multiplexor* se hará por medio del software grabado en el *MCU*. Después de la selección, la señal pasa al *MCU* con un nivel apropiado para poder ser manejada por la rutina incluida dentro del programa general, que se encuentra grabado dentro de la memoria *EPROM* del *MCU*.

En la figura 3.14, se muestra el diagrama electrónico que se empleó para la implementación de las etapas sensora e intermedias entre el transductor de temperatura y el *MCU*. Estas etapas ya fueron men

cionadas en la descripción del diagrama de bloques (figura 3.13).

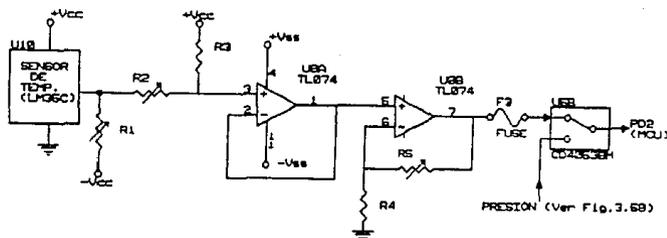


Figura 3.14. Diagrama electrónico de la etapa sensora de temperatura.

En el diagrama electrónico se observa la etapa transductora del *LM35C* con las alimentaciones que sugiere el fabricante para obtener una salida apropiada y para el funcionamiento correcto del transductor. Como siguiente etapa, la del circuito sumador, donde el voltaje que entrega el sensor y que es proporcional a la temperatura ambiental, se suma con un nivel de voltaje fijo de  $+200\text{ mV}$ . Esto se hace con el fin de convertir en positivos los voltajes negativos obtenidos del transductor y que corresponden a temperaturas bajo cero, ya que el *MCU* solo acepta voltajes positivos en el rango de  $0$  a  $5\text{ V}$ . Esta etapa se diseñó por medio de la adaptación de un circuito sumador básico, cuyo diagrama se muestra en la figura 3.15. Posteriormente se pasa a la etapa amplificadora, en la que se amplifican los voltajes obtenidos de la etapa sumadora, asegurando de tal forma la obtención

de niveles de voltaje entre 0 y 5 V a la entrada del *MCU*. Esta etapa se implementó en base a un circuito amplificador no inversor básico, cuyo diagrama se muestra en la figura 3.16.

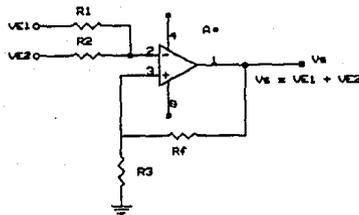


Figura 3.15. Diagrama de un circuito sumador básico.

Dentro del diagrama electrónico se encuentra una etapa sumadora o de *offset*, la que se implementó en base al circuito sumador básico (figura 3.16) y con la ayuda de su ecuación, se logró la adecuación apropiada para este proyecto. Basados en este circuito sumador, se implementó la etapa sumadora, en la cual, se añadió un nivel de 1 V de *offset*, que elevará el voltaje de 0 V que es entregado por la etapa sensora y amplificadora y que correspondería a 0°C, pero como el *MCU* no maneja voltajes negativos y el *LN35C* cuando sensa temperaturas negativas, envía voltajes negativos, a razón de 10 mV por cada °C registrado. De esta forma al sumarles a todos los voltajes que lleguen a esta etapa, un *offset* de 1 V, tendremos un rango de 0 V a 1 V para manejar voltajes negativos y a su vez temperaturas del mismo signo.

La salida entregada por el amplificador operacional de la etapa amplificadora, va a una de las entradas de un *multiplexor LM14053*, la cual se habilita con un nivel alto (5 volts). La entrada que se habilita con un nivel bajo (0 volts), es utilizada por el medidor de presión, ya que las partes sensoras de temperatura y presión comparten la entrada de convertidor A/D, puerto D entrada PD<sub>2</sub>.

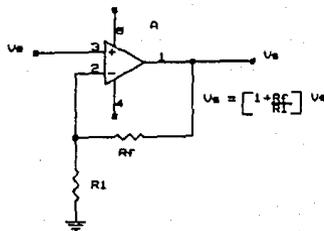


Figura 3.16. Circuito amplificador básico en configuración no inversora.

Ya una vez multiplexada la señal de temperatura, es llevada a la entrada PD<sub>2</sub>, que es una de las entradas al convertidor A/D.

En la memoria EPROM del MCU se tendrá grabado todo un programa, donde se toma en cuenta lo siguiente:

Una vez que es registrada la temperatura en el transductor y agregado el voltaje de *offset*, además de ser amplificado este voltaje y ser habilitado el *multiplexor* con 5 volts, que serán enviados por una señal de nivel alto que saldrá del puerto PC<sub>7</sub>, la señal entrará

por el puerto  $PD_2$  del convertidor  $A/D$ , y será iniciada la conversión, lo que se llevará a cabo (toma de lectura y conversión) 10 veces, para después obtener un promedio. El resultado de este promedio será multiplicado por un factor que se obtuvo, para poder determinar el resultado en grados centígrados y ser enviado al display.

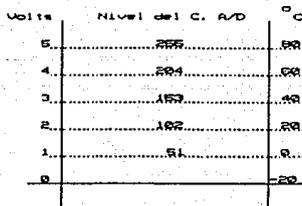


Figura 3.17. Niveles de voltaje en función de la temperatura, para el circuito del medidor de temperatura.

Los resultados obtenidos deberán caer en un intervalo de 0 a 5 volts, los que a su vez equivalen a temperaturas entre  $-20^{\circ}\text{C}$  a  $+80^{\circ}\text{C}$ , de acuerdo a lo que se muestra en la gráfica de la figura 3.17.

### III.b. MEDIDOR DE HUMEDAD

La humedad es comunmente expresada por alguno de los siguientes términos:

*Humedad Absoluta*, es la cantidad de vapor de agua contenida en una muestra de aire.

*Humedad Relativa*, es la relación de la humedad absoluta a la cantidad de vapor de agua contenida en el aire bajo condiciones de saturación, es decir, a la máxima humedad absoluta posible. Se expresa usualmente como un porcentaje y es al respecto la medición o dato más comunmente empleado.

El máximo contenido posible de humedad, se incrementa rapidamente con la temperatura. El punto de condensación, es la temperatura a la que si una muestra determinada de aire se enfria, su humedad relativa llega a ser 100%, ocurriendo la condensación del contenido de vapor de agua de la muestra. Existen tablas como la mostrada en la figura 3.18, denominadas *psicrométricas*, que relacionan el punto de condensación, con la humedad relativa y la humedad absoluta.

El punto de condensación es obtenido frecuentemente con pequeños aparatos, en los que la muestra de aire es enfriada hasta que se produce la condensación, registrando entonces la temperatura en que esto ocurre, pudiendo emplear para tal propósito dispositivos eléctricos o electrónicos para la medición de temperaturas.

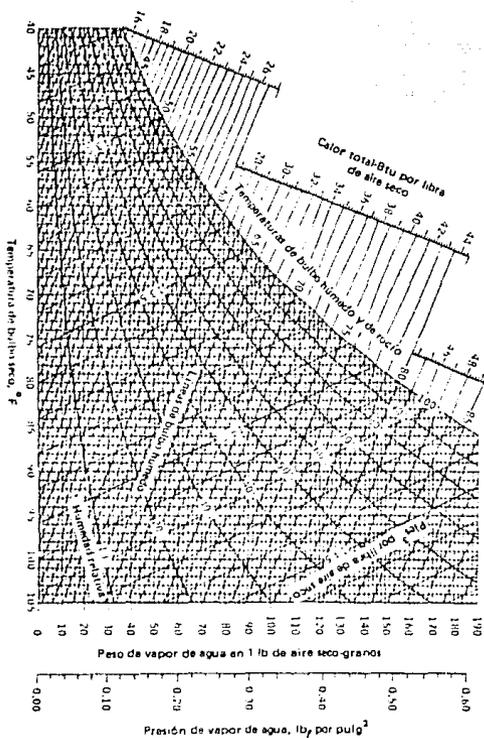


Figura 3.18. Ejemplo de tabla psicrométrica.

Varios materiales presentan cambios en sus propiedades eléctricas debido a la humedad del medio ambiente en que se encuentran. Este tipo de materiales se emplean frecuentemente en transductores, llamados *higrómetros*, diseñados y calibrados para leer directamente la humedad relativa.

### Tipos de Transductores de Humedad Relativa

#### - Higrómetro Resistivo

Algunas sustancias químicas, entre las que se encuentran sales minerales y derivados del petróleo, presentan el comportamiento antes descrito, por lo que se denominan *higroscópicas*. La propiedad eléctrica que varía en este caso debido a la humedad del medio, es su resistividad.

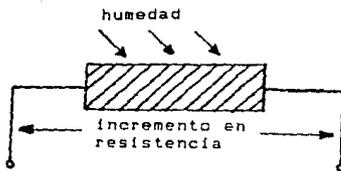


Figura 3.19. Esquema de un higrómetro resistivo.

Estas sustancias se emplean para recubrir alambres o pares de electrodos, obteniendose para tales dispositivos variaciones en resistencia eléctrica en rangos tan amplios como  $10^4$  a  $10^8$  ohms, para cambios de humedad del 100% al 0%, lo cual causaba en el pasado, que fuera poco práctico emplear un solo elemento para operar en todo el rango de posibles porcentajes de humedad relativa. En lugar de ello, se empleaban varios elementos, cada uno de ellos con la intención de ser utilizado en un rango determinado, y previendo el empleo de dispositivos de conmutación. Sin embargo en la actualidad, debido a los avances obtenidos en los circuitos electrónicos tanto analógicos como digitales, se cuenta con la posibilidad de aprovechar mejor este tipo de transductores a pesar de la problemática antes mencionada.

La resistencia resultante, que es proporcional a la humedad relativa, se mide por medio de un puente de Wheatstone o de una combinación de mediciones de corriente y voltaje.

Deberá tomarse en cuenta, que no es conveniente que la mayor parte de la circuitería descrita sea expuesta a condiciones de alta humedad relativa (cercana al 100%), pues la posible condensación resultante podría dañar o causar malfuncionamiento del dispositivo. También deberá preverse que el equipo tendrá que operar en condiciones de temperatura constante o en caso contrario realizar correcciones por variación de la temperatura, con lo que se obtienen precisiones del orden de  $\pm 2.5\%$  a  $\pm 1.5\%$ . Los tiempos de respuesta típicos son de unos cuantos segundos. Este es el tipo más común y usual de *higrómetros electrónicos*.

### - Higrómetro Capacitivo

Algunos materiales higroscópicos, presentan variaciones en su constante dieléctrica debido a los cambios de humedad del medio ambiente en que se encuentran. Un caso especial de ello es el aire, en el cual la presencia de vapor de agua, cambia la constante dieléctrica de esta mezcla.

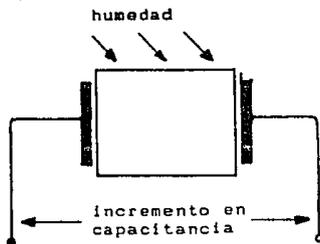


Figura 3.20. Esquema de un higrómetro capacitivo.

En cualquiera de ambos casos (algún material específico o el aire), los cambios son pequeños y la variación en capacitancia es generalmente medida incluyendo a tales elementos como los determinadores de la frecuencia de un circuito oscilador. Modulando dicha variable dependiente de la humedad, con una frecuencia patrón estable, y midiendo la diferencia entre ambas, se llega a determinar la humedad relativa. El tiempo aproximado de respuesta de un dispositivo de este tipo es de 1 segundo.

- Refractómetro de Microondas

Para efectuar mediciones de alta precisión, se emplean sistemas consistentes en dos cavidades, cada una de ellas acoplada a un oscilador *klystron*. Una cavidad contiene aire seco y la otra la mezcla de la que se pretende obtener su humedad relativa. El cambio de la constante dieléctrica, producto del contenido de vapor de agua en la mezcla, hace que varíe la frecuencia de uno de los osciladores. Por medios electrónicos se realiza la medición de la diferencia de las frecuencias producidas por ambos osciladores, y en base a ella se determina la humedad relativa de la muestra. La complejidad de los dispositivos empleados impide el uso de este método, excepto en situaciones muy especiales.

- Higrómetro de Oxido de Aluminio

Una capa de óxido de aluminio sobre aluminio anodizado, presenta ante variaciones de la humedad ambiente, cambios tanto en su constante dieléctrica, como en su resistividad. Aprovechando tales características de este compuesto, se construyen higrómetros que emplean la base de aluminio como un electrodo, formando otro electrodo al depositar una capa muy delgada de otro metal (generalmente oro), sobre el óxido de aluminio. Este delgado electrodo es poroso a la mezcla aire-vapor. Los cambios resultantes en resistividad y capacitancia, llevan a un complejo cambio en la impedancia, el que es medido por medio de un puente o método similar. Los errores obtenidos son menores al 3% y

los tiempos de respuesta de aproximadamente 10 segundos. Las variaciones de impedancia son grandes, pero a menudo solo un elemento sensor es necesario para cubrir el rango de variación de la humedad relativa. Este tipo de higrómetro se esta convirtiendo rapidamente en un componente importante de los sistemas electrónicos relacionados con la medición de humedad.

#### - Higrómetro de Cristal

Algunos cristales son higroscópicos y otros pueden ser cubiertos por capas de sustancias de este tipo. Los cristales son empleados como elementos determinadores de frecuencia en osciladores electrónicos. Esta característica es muy útil cuando se requiere telemetría, pues el rango de frecuencia puede elegirse como la frecuencia de telemetría por emplear.

#### Selección del Transductor a Emplear

De entre las clases de transductores descritos, se eligió para el proyecto uno del tipo resistivo; el *PCRC-11 HD* de *Phys-Chemical Research Corporation*, debido a su costo relativamente bajo y a que cubre el rango total de posibles valores de porcentaje de humedad relativa. Este transductor es un *copolimero estireno* químicamente tratado, cuya resistividad en su capa superficial varía con la humedad relativa. Debido a que la parte del sensor sensible a la humedad

se encuentra en su superficie, se obtienen tiempos de respuesta razonablemente cortos (del orden de segundos).

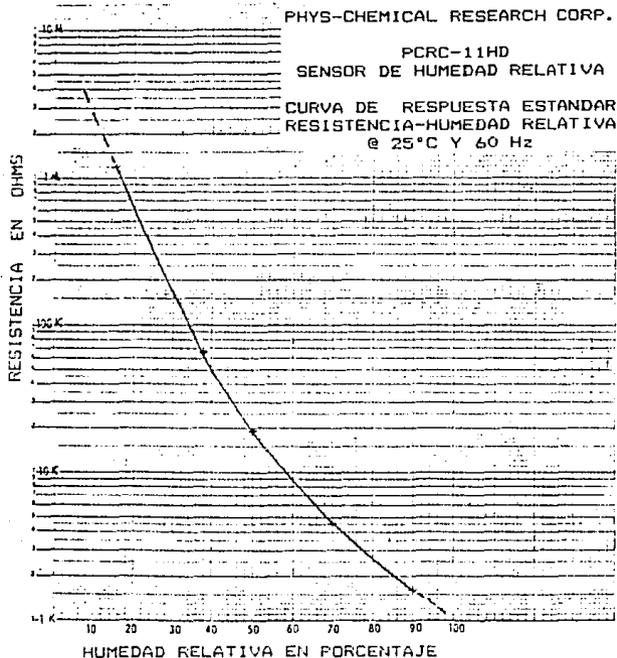


Figura 3.21. Variación de la resistencia del transductor de humedad relativa, ante los cambios de esta variable.

El comportamiento de este dispositivo con respecto a la humedad relativa del medio ambiente en que se encuentra es del tipo logarit-

mico, tal como se muestra en la figura 3.21, en donde se puede observar que la respuesta del transductor se puede descomponer en una porción recta y otra curva sobre una trama semilogarítmica.

El segmento de recta en el rango de valores de humedad relativa de 0% a 28% y el de curva de 28% a 100%, cubriendo cuatro décadas de valores de resistencia para el transductor (de 1 Kohm a 10 Mohms).

Del mismo gráfico, se aprecia que el funcionamiento del transductor con un error del 1% se garantiza dentro del rango de 15% a 90% de valores de humedad relativa. Para el diseño desarrollado, se considera la respuesta del transductor a valores menores a 15% y mayores a 90% de acuerdo a las porciones de recta y curva antes mencionadas, por lo que deberá tomarse en cuenta una reducción en la precisión del instrumento para tales valores. Sin embargo, también debe notarse que estos valores de humedad relativa se presentan en un bajo porcentaje en la troposfera.

Para el caso de la República Mexicana, la experiencia de observaciones realizadas continuamente a lo largo de 10 años en 46 estaciones meteorológicas de 28 estados (no se incluyeron los estados de México, Morelos, Tabasco y Tlaxcala), llevó a obtener los promedios mensuales de humedad relativa por estación (un total de 552), de los que solamente 3 fueron menores al 15% y ninguno mayor al 90% (ver tabla 3.1).

De lo anterior se obtiene, que solo alrededor del 0.6% de los registros promedio para México, estuvieron fuera del rango de humedad relativa garantizada con 1% de error para el transductor elegido; lo que nos da idea del bajo porcentaje esperado de lecturas con menor precisión para esta variable, que se obtendrían con el aparato cuyo diseño se reporta en este trabajo.

ESTADO	ESTACION METEOROLOGICA	M E S			
		FEB	MAR	ABR	MAY
CHIH	NVO CASAS GDES	*	*	13	12
JAL	HUEJUCAR	14	*	*	*

\* humedad relativa entre 15% y 90%

TABLA 3.1. Promedios mensuales de humedad relativa menores al 15% y mayores al 90%.

En la hoja de datos técnicos elaborada por el fabricante del transductor de humedad relativa elegido (ver apéndice A), adicionalmente a la curva de respuesta estándar, se da la ecuación que describe de manera aproximada dicho comportamiento, expresada en dos formas distintas:

- La resistencia del transductor en función de la humedad relativa del medio ambiente.
- La humedad relativa en función de la resistencia del transductor.

En nuestro caso empleamos la segunda de estas formas, para el diseño del algoritmo que utilizaremos para determinar la humedad relativa.

Dicha ecuación es:

$$HR = A/L_n R_t + B \quad \dots (3.1)$$

en donde:

$$A = 1150$$

$$B = -66.7$$

$R_t$  = impedancia del transductor en ohms

HR = humedad relativa en %

Como se verá más adelante, es conveniente para nuestros propósitos expresar las fórmulas del comportamiento del transductor empleando logaritmos decimales en lugar de naturales, por lo que aplicando la igualdad:

$$L_n R_t = L_n 10 \times \log_{10} R_t$$

se puede expresar la ecuación 3.1 como

$$HR = (1150/L_n 10) / \log_{10} R_t - 66.7$$

Sin embargo, al efectuar comparaciones de los valores obtenidos por medio de esta ecuación contra los registrados en la gráfica de la curva de respuesta estándar, se obtiene un ajuste muy preciso para valores de humedad relativa del 28% hacia arriba, mientras que por debajo de este valor el ajuste no es tan bueno (ver apéndice B), por lo que se prefirió modelar este rango por medio de una recta sobre la trama semilogarítmica apoyada en los siguientes puntos de intersección:

HUMEDAD RELATIVA	RESISTENCIA DEL TRANSDUCTOR
0 %	$1 \times 10^7$ ( 10 Mohms)
28 %	$2 \times 10^5$ (200 kohms)

De lo anterior y de acuerdo al procedimiento seguido en el apéndice C, para la obtención de la ecuación de la recta que describe el comportamiento del transductor para los valores de 0% a 28% de humedad relativa, se determinan las ecuaciones a emplear para los rangos de humedad relativa mencionados, siendo las siguientes:

RANGO DE HUMEDAD RELATIVA	ECUACION EMPLEADA
0 % a 28 %	$HR = 28 \times (\log_{10}R_t - 7) / (\log_{10}2 - 2) \dots (3.2)$
28 % a 100 %	$HR = (1150/L_n10) / \log_{10}R_t - 66.7 \dots (3.3)$

Como se describe más adelante, al tratar sobre el diseño del software para la medición de humedad relativa; por medio de la combinación de estas ecuaciones, con la que define el voltaje de salida del circuito externo al *MCU* para el medidor de humedad relativa (3.17) y la que relaciona este voltaje con el nivel digital obtenido por el convertidor *A/D* del *MCU* (3.18), obtendremos las ecuaciones para ambos rangos de humedad relativa (3.21) y (3.23), que nos servirán para crear el algoritmo de transformación de niveles digitales en el registro de medida del convertidor *A/D* al valor de humedad relativa que deberá mostrarse a través del display.

Una consideración importante para el diseño del circuito que permita la medición de esta variable por medio del transductor seleccionado, es que a través del sensor no deberán pasar componentes significativas de corriente directa. Por ello el dispositivo deberá ser excitado por una señal de *AC* sin componente de directa, para evitar migración electroquímica en detrimento de su funcionamiento.

## Diseño del Circuito Externo al MCU

### Descripción del Diagrama de Bloques

El concepto elegido para integrar este transductor al equipo objeto de este trabajo, es el que se muestra por medio del diagrama de bloques de la figura 3.22.

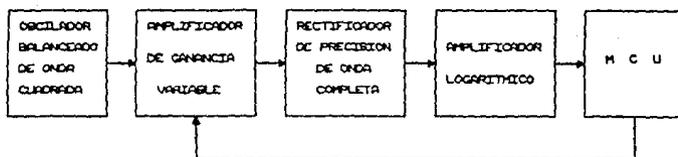


Figura 3.22. Diagrama de bloques del circuito para medición de humedad relativa.

El primer bloque es un *oscilador balanceado de onda cuadrada*, que producirá una salida muy estable y precisa en sus voltajes extremos de  $\pm 5$  V, con un ciclo de trabajo del 50%, frecuencia de operación aproximada de 60 Hz y baja impedancia de salida. En esta parte del circuito, no es muy importante el control en la frecuencia de salida, sino más bien en los niveles de voltaje (que serán la variable eléc-

trica proporcional a la humedad relativa) y en el porcentaje del ciclo de trabajo, ya que la señal que aquí se genera, alimentará al transductor y deberá excitarlo como antes se dijo, sin componente de DC, de acuerdo a especificaciones del fabricante.

El siguiente bloque, es un *amplificador de ganancia variable*, del que forma parte el transductor de humedad relativa, como elemento variador de la ganancia. Los cambios de humedad relativa en el medio ambiente, se reflejarán en este bloque, como una variación logarítmica proporcional a su ganancia, lo que afectará obviamente al voltaje pico a pico de la señal de onda cuadrada.

Debido a la amplia variación del valor de la resistencia eléctrica del transductor (causada por su respuesta logarítmica), así como a la diferente ecuación que define la respuesta del mismo en los rangos de 0% a 28% y de 28% a 100%, es conveniente que la variación de la ganancia en función de la humedad relativa, para este bloque, sea discontinua de acuerdo a los rangos ya mencionados, pues de no hacerlo así se obtendrían ganancias entre 2 y  $2 \times 10^4$ .

Dicha discontinuidad, se logra a través de una línea de control, proveniente del *MCU*, que opera como una realimentación del sistema y que conmutará elementos que definen la ganancia del bloque (ver figura 3.22.), de acuerdo al rango de humedad relativa existente en el medio ambiente, obteniendo las siguientes variaciones en la ganancia.

para	0% < HR < 28%	0.04 < G < 2
y para	28% < HR < 100%	0.01 < G < 2

De esta manera, el nivel mínimo de voltaje de salida para este bloque, será de aproximadamente  $\pm 50$  mV, en contraste con  $\pm 1$  mV que se obtendría de no causar la discontinuidad mencionada.

El tercer bloque, es un *rectificador de precisión de onda completa*. En esta etapa, se busca rectificar y filtrar los niveles de voltaje tanto positivos como negativos de la salida del bloque anterior. Para ello deberán tomarse en cuenta los bajos niveles de voltaje de entrada que pueden esperarse (mucho menores al voltaje de polarización de un diodo), por lo que la rectificación realizada deberá ser de precisión.

Por último se emplea un *amplificador logaritmico*, con el fin de linealizar (aunque no por completo), la respuesta del transductor. No obstante se logrará "comprimir" los niveles de voltaje obtenibles a la entrada del *MCU*. Dicha linealización pudo haberse realizado dentro del *MCU* por software, pero se eligió hacerlo de la forma aquí descrita a fin de ahorrar espacio de memoria y evitar el empleo de algoritmos complejos.

La salida de este bloque, que será un voltaje "logarítmicamente tratado" e inversamente proporcional al voltaje de entrada, se alimenta a uno de los puertos del convertidor analógico/digital del *MCU*, dentro del cual, a través del software desarrollado con este propósito y por medio del display conectado al *MCU*, se obtendrá el valor de humedad relativa correspondiente.

### Descripción de los Circuitos

A continuación, se describen cada uno de los circuitos empleados para implementar los bloques recién enumerados, explicando su operación y detallando los componentes que los integran.

#### - Oscilador Balanceado de Onda Cuadrada.

El circuito básico elegido para formar este bloque, es un oscilador astable, cuyo diagrama puede observarse en la figura 3.23, construido en base a un amplificador operacional de entrada FET (1/4 TL074, hoja de datos técnicos en el apéndice A).

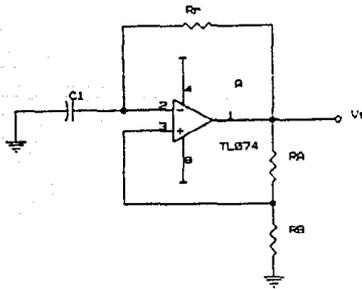


Figura 3.23. Circuito básico para el oscilador balanceado de onda cuadrada.

Este circuito oscila permanentemente debido a la comparación del voltaje diferencial de entrada al amplificador operacional, cuya entrada no inversora se encuentra al potencial de referencia establecido por el divisor de voltaje formado por  $R_9$  y  $R_{10}$ , que varía entre un valor positivo y otro negativo de igual amplitud, proporcionales a la relación  $R_{10}/(R_9+R_{10})$ , mientras que se establece una corriente a través del lazo de realimentación  $R_8C_1$ , cargando y descargando alternativamente al capacitor.

La frecuencia de oscilación del circuito está determinada tanto por los valores  $R_8C_1$ , como por la relación  $R_{10}/(R_9+R_{10})$ , en tanto que los niveles de voltaje a la salida del circuito, variarán entre  $V_{sat}^+$  y  $V_{sat}^-$ .

Debe tomarse en cuenta que el voltaje de salida de este circuito será la variable eléctrica a emplear como señal de excitación al transductor, por lo que los voltajes de alimentación al amplificador operacional ( $\pm 12$  volts), deberán ser suficientemente regulados, de manera que no presenten variaciones significativas que afecten los niveles de voltaje de saturación a la salida de este dispositivo. Además la respuesta de este circuito integrado en sus voltajes de saturación a variaciones en temperatura y carga es de alrededor de  $\pm 0.5$  volts (ver figuras 6 a 11 de la hoja de datos correspondiente en el apéndice A).

El problema referente a la carga se solucionó agregando un amplificador operacional (U1B, 1/4 TL074) entre el oscilador y la carga:

en configuración de seguidor, lo que además proporcionará baja impedancia de salida al bloque. Sin embargo la estabilidad respecto a un valor predeterminado en el nivel de voltajes extremos de salida, debe mejorarse y a la vez controlar su variación debido a cambios en la temperatura ambiente. Es por ello que se adiciona al circuito una fuente de corriente constante y compensada por variaciones en la temperatura ( $U3$ ,  $LM234$ , hoja de datos técnicos en el apéndice A), entre la terminal de salida del amplificador operacional oscilador y la entrada del seguidor (figura 3.24). Debido a que esta fuente es unidireccional y se requiere transmitir pulsos positivos y negativos al transductor, es necesario colocarla al centro de un puente de diodos ( $U2$ ,  $EGG 5332$ , datos técnicos en el apéndice A); para que se produzca tal efecto, según puede deducirse de la figura 3.24.

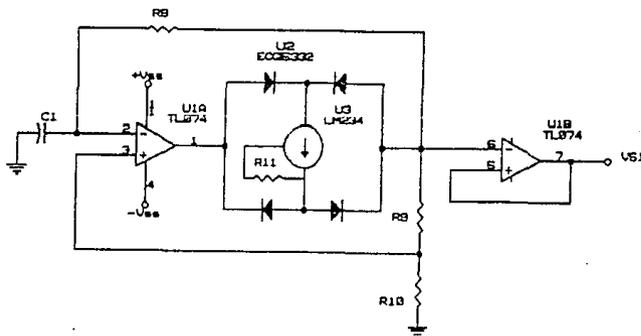


Figura 3.24. Circuito definitivo para el oscilador balanceado de onda cuadrada.

Como los voltajes de saturación positivo y negativo del amplificador operacional son de aproximadamente  $\pm 10$  volts, la caída a través de los diodos de aproximadamente 1 volt y la obtenida a través de la fuente de corriente en saturación de 2 volts, los niveles máximos posibles a la entrada del seguidor y por lo tanto también a su salida, serían de alrededor de  $\pm 6$  volts, por lo que para dar un margen de seguridad, se eligió obtener en estos puntos una señal de onda cuadrada con voltaje pico a pico de  $\pm 5$  volts.

Con el fin de que la corriente de realimentación al capacitor sea mucho menor que la que circula por el divisor formado por  $R_9$  y  $R_{10}$ , se elige  $R_8 \gg R_9 + R_{10}$  y a fin de que la frecuencia de la señal cuadrada no sea muy alta (nivel de voltaje de conmutación en entrada no inversora cercana al voltaje de saturación), se determina que  $R_{10} = 10 R_9$ .

De lo anterior se obtienen los siguientes valores posibles, que serán los empleados:

$$\begin{aligned} R_8 &= 1 \text{ Mohms} \\ R_9 &= 120 \text{ ohms} \\ R_{10} &= 1.5 \text{ Kohms} \end{aligned}$$

A partir de ellos, se determina el valor de la corriente que deberá proveer la fuente de corriente constante a una temperatura de  $25^\circ\text{C}$ .

$$\begin{aligned} I &= 5/(1.5+0.12) \\ I &= 3 \text{ mA} \end{aligned}$$

y de acuerdo a las especificaciones del fabricante del circuito mencionado (ver hoja de datos técnicos en el apéndice A), se obtiene el

valor de la resistencia externa de calibración de la fuente de corriente constante ( $R_{11}$ ), para un valor de temperatura de  $25^{\circ}\text{C}$ , por medio de la fórmula:

$$I_{\text{set}} = [227(\text{microV}/^{\circ}\text{K}) \times T(^{\circ}\text{K})] / R_{\text{set}}$$

y como en nuestro caso  $R_{11} = R_{\text{set}}$  entonces:

$$R_{11} = [227 \times 10^{-3} \times (273 + 25)] / 3$$
$$R_{11} = 22.5 \text{ ohms}$$

La manera de colocar dicha fuente de corriente constante en esta parte del circuito, es sin incluir elementos externos para obtención de coeficiente de temperatura cero. Esto se debe a que se aprovechará el coeficiente de temperatura de  $+0.33\%/^{\circ}\text{C}$  inherente a este dispositivo, a fin de compensar el correspondiente coeficiente de temperatura de  $-0.36\%/^{\circ}\text{C}$ , presente en el transductor de humedad relativa, con lo que la dependencia respecto a la temperatura es reducida en más de un orden, quedando así ampliamente disminuida la falta de precisión térmicamente inducida en la respuesta del sensor de humedad relativa, como componente de error. El valor de  $-0.03\%/^{\circ}\text{C}$  así obtenido para el coeficiente de temperatura residual, es despreciable en comparación con la especificación de precisión del sensor de  $\pm 1\%$ . Debido a esta compensación térmica, la fuente de corriente deberá montarse físicamente cercana al transductor de humedad relativa.

La frecuencia de oscilación del circuito, se pretende que sea tal, que no se vea afectada por la respuesta en frecuencia de los componentes, por lo que al analizar las hojas de datos para el amplificador TL074, figuras 6, 7 y 8, se ve que la frecuencia de operación deberá ser menor a  $100 \text{ KHz}$ .

Como se contó con la curva de respuesta estándar del transductor para operación a 60 Hz, se determinó que la frecuencia de operación fuera cercana a dicho valor, de donde se obtuvo que  $C_1$  debería valer 0.013 microF. Empleando el valor comercial menor más cercano de 0.010 microF, se llegó a una frecuencia de operación de 76.3 Hz.

- Amplificador de Ganancia Variable.

Esta etapa del diseño, está basada en un amplificador operacional (1/4 TL074) en configuración de inversor. Como es bien sabido, la función de transferencia de este circuito es:

$$V_s = (R_f/R_e) \times V_e$$

Es importante resaltar el hecho de que la terminal de  $R_e$  conectada a la entrada inversora del amplificador operacional, se encuentra a tierra virtual y si su extremo opuesto recibe una señal balanceada en voltaje respecto a cero, dicha resistencia se encontrará bajo condiciones permanentes de funcionamiento sin componente de directa. Esto ha sido previsto, de manera que en este sitio sea colocado el transductor de humedad relativa, consiguiendo así hacerlo operar de acuerdo a las condiciones especificadas por el fabricante.

Como se verá al hablar del último bloque, que es el *amplificador logarítmico*, es conveniente que los niveles de voltaje empleados como entradas a él, se encuentren dentro de un rango de 0 a 10 volts. Dicho rango de niveles de voltaje (tanto positivos como negativos),

se obtiene desde la salida del bloque que ahora tratamos y en vista de que el nivel de voltaje máximo posible a su entrada es de  $\pm 5$  volts, la ganancia de diseño máxima para él, deberá ser 2.

Un problema que se enfrentó al diseñar el circuito correspondiente, fue el amplio rango de valores que adquiere la resistencia eléctrica del transductor, de acuerdo a la humedad relativa ambiental y por ende, los bajos valores de voltaje de salida que se obtendrían de no provocar una discontinuidad en la función de ganancia de esta parte del circuito.

Por conveniencia, se eligió que dicha discontinuidad coincidiera con el punto intermedio entre las secciones de recta y curva que definen la respuesta del transductor, por lo que se tendrán dos rangos de variación de la ganancia de esta parte del circuito, con respecto a la humedad relativa. Parte de dicha variación dependerá del valor de una resistencia fija (la de realimentación) para cada uno de los rangos y la otra parte del propio valor de la resistencia eléctrica del transductor de humedad relativa.

La conmutación entre los valores de resistencia fija para cada rango, se realiza por medio de un multiplexor (1/3 4053, U5) de una entrada a dos salidas, el cual es controlado por una señal proveniente del *MCU*, lo que puede observarse en el diagrama de la figura 3.25.

En la tabla 3.2, se observan los rangos de humedad relativa, los correspondientes a la resistencia eléctrica del transductor para

medición de tal variable y los valores de la resistencia fija que debe emplearse como realimentación del amplificador operacional, a fin de obtener la ganancia máxima igual a dos, para los valores mínimos de resistencia del transductor por cada rango.

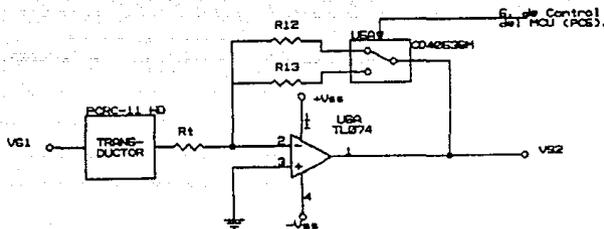


Figura 3.25. Diagrama del amplificador de ganancia variable empleado para la medición de humedad relativa.

RANGOS DE HUMEDAD RELATIVA (%)		RANGOS DE RESISTENCIA DEL TRANSDUCTOR (Kohms)		RESISTENCIA DE REALIMENTACION (Kohms)
MIN	MAX	MAX	MIN	
0	28	10,000	200	400
28	100	200	1	2

TABLA 3.2. Resistencia de realimentación de acuerdo a los rangos de humedad relativa y valores de resistencia del transductor.

De acuerdo a la fórmula de transferencia de la configuración empleada y tal como puede observarse en la tabla 3.2, el valor de la

resistencia fija de realimentación, deberá ser el doble del valor mínimo de resistencia del transductor en cada rango.

A la salida de este bloque, se obtendrá una forma de onda cuadrada, cuyos valores pico a pico, variarán entre  $\pm 10$  volts como máximo y  $\pm 50$  millivolts como mínimo.

#### - Rectificador de Precisión de Onda Completa

En esta parte del circuito, se busca rectificar y filtrar la señal cuadrada que se obtiene a la salida del amplificador de ganancia variable, con el fin de obtener un nivel de voltaje constante, cuyo valor sea proporcional (aún en forma logarítmica), a la humedad relativa del medio ambiente.

Debido a la posibilidad de obtener niveles de voltaje muy bajos (hasta de 50 millivolts) a la entrada de este circuito, dicha rectificación deberá ser de precisión, lo que descarta el empleo de rectificación tradicional a base de diodos, pues ello eliminaría los voltajes por debajo de los de encendido del diodo (aproximadamente 0.7 volts). Además dicha rectificación deberá ser de onda completa, a fin de contar en todo momento, con la señal cuyo nivel de voltaje es proporcional a la humedad relativa, y no solamente durante las partes positivas del ciclo de la señal que excita al transductor. Es decir que ambos medios ciclos del voltaje alterno de entrada, deberán transmitirse a la salida, pero convertidos a polaridad positiva y con

la posibilidad de rectificar voltajes del orden de los milivolts. Finalmente, deberá realizarse un filtrado, para evitar errores de lectura durante la transición de la onda de entrada de una a otra polaridad.

Debido a lo anterior, el circuito elegido para formar este bloque, está diseñado en base a los dos amplificadores operacionales *U1C* y *U1D* ( $2 \times 1/4$  TL074), combinados con los dos diodos  $D_1$  y  $D_2$  ( $2 \times$  1N914), las cinco resistencias  $R_{14}$  a  $R_{18}$  (todas del mismo valor) y los dos capacitores  $C_2$  y  $C_3$ , todo ello interconectado de la manera que se muestra en el diagrama de la figura 3.26.

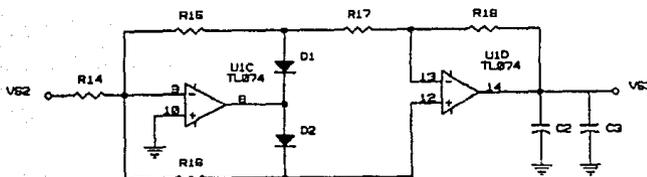


Figura 3.26. Diagrama del rectificador de precisión de onda completa.

En la figura 3.27, se muestra el funcionamiento cuando el voltaje de entrada es positivo. El diodo  $D_1$  conduce, mientras que  $D_2$  se encuentra en corte, de manera que ambos amplificadores operacionales

actúan como inversores.

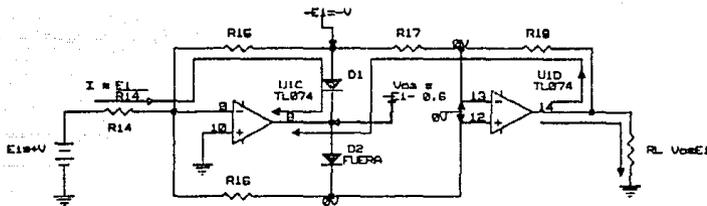


Figura 3.27. Funcionamiento del rectificador de precisión con señal de entrada positiva.

Como la entrada inversora del amplificador U1C está a tierra virtual, se establece en  $R_{14}$  una corriente  $I_1 = V_e/R$ , que es la misma que circula a través de  $R_{15}$ , por lo que:

$$\begin{aligned} V_1 &= -R \times I_1 \\ V_1 &= -V_e \end{aligned}$$

Al no circular corriente sobre  $R_{16}$ , la entrada no inversora del amplificador U1D, se encuentra a tierra virtual, al igual que la inversora y  $V_2 = 0$ , por lo que la corriente a través de  $R_{17}$  es:

$$I_2 = V_e/R$$

que es la misma corriente que circula a través de  $R_{18}$ , de donde:

$$\begin{aligned} V_s &= R \times I_2 \\ V_s &= V_e \quad \text{cuando } V_e > 0 \end{aligned}$$

En el caso de que el voltaje de entrada sea negativo, el circuito se comporta de acuerdo al diagrama de la figura 3.28.

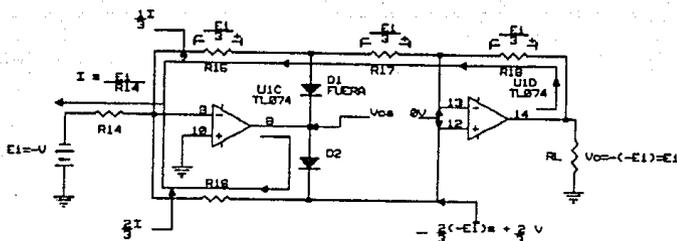


Figura 3.28. Funcionamiento del rectificador de precisión con señal de entrada negativa.

En este caso, el diodo  $D_2$  conduce, mientras que  $D_1$  se encuentra en corte. Como la entrada inversora del amplificador  $UIC$ , está a tierra virtual, la corriente a través de  $R_{14}$  es:

$$I = V_0 / R_{14}$$

pudiendo además establecerse que:

$$I = I_1 + I_2$$

Ambas entradas al amplificador operacional  $UID$ , se encuentran al mismo potencial y debido a que  $R_{15} = R_{17} = R_{18}$ , se obtiene:

$$I_2 = 2I_1$$

y por lo tanto:

$$\begin{aligned} I &= 3 I_1 \\ e \quad I_1 &= (1/3) I \\ I_2 &= (2/3) I \end{aligned}$$

De lo anterior se obtiene que:

$$\begin{aligned} V_1 &= R_{15} \times I_1 \\ V_1 &= (1/3) R \times I \\ V_1 &= (1/3) V_e \\ V_2 &= V_1 + R_{17} \times I_1 \\ V_2 &= (1/3) V_e + (1/3) R \times I \\ V_2 &= (2/3) V_e \end{aligned}$$

y de manera similar, el potencial a través de  $R_{18}$ , es  $(1/3) V_e$ , por lo que  $V_5 = -V_e$  cuando  $V_e < 0$ .

El valor de las resistencias, se elige, de manera que la corriente que circule sea pequeña, para mantener bajo el consumo de potencia y lograr que estos componentes sean de dimensiones reducidas.

Seleccionando resistencias con capacidad de disipación de potencia de  $1/4$  de watt y conociendo que el máximo valor de voltaje a obtener será de  $10$  volts, se puede establecer la siguiente desigualdad:

$$\begin{aligned} V \times I &\leq 250 \text{ mW} \\ I &\leq 250/10 \\ I &\leq 25 \text{ mA} \end{aligned}$$

Los diodos seleccionados soportan una corriente promedio de  $200$  mA y el peor de los casos es que circule  $2I$  a través de  $D_1$ , por lo que no existe problema en cuanto a estos dispositivos.

A fin de obtener un bajo consumo de potencia, se elige

$$I = 1 \text{ mA, de donde } R = 10 \text{ Kohms.}$$

Por último, los capacitores entre la salida de *UID* y tierra,  $C_2$  y  $C_3$ , sirven para filtrar las señales de alta y baja frecuencia a la salida del circuito. Se eligieron los valores de  $0.1 \text{ microF}$  para el filtrado de alta frecuencia y  $10 \text{ microF}$  para el de baja frecuencia.

En la figura 3.29, se muestran las formas de onda y la función de transferencia de este bloque.

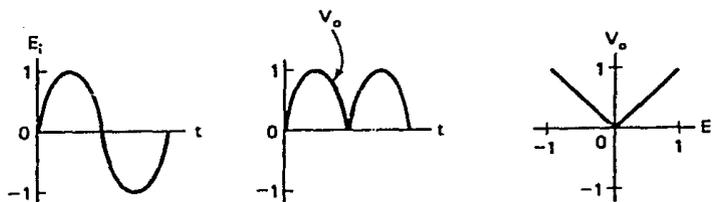


Figura 3.29. Formas de onda y función de transferencia, para el rectificador de precisión.

#### - Amplificador Logarítmico.

La curva de transferencia logarítmica de la unión *PN* en diodos y transistores, es aprovechada para obtener circuitos, cuya respuesta

sea de este tipo. En la figura 3.30, se muestra el diagrama del principio básico de este tipo de circuitos, en el cual se establece una relación logarítmica entre el voltaje de salida y la corriente de entrada, de acuerdo al siguiente análisis.

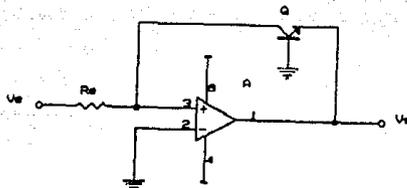


Figura 3.30. Circuito básico del amplificador logarítmico.

La corriente de entrada  $I_e$  es la corriente de colector a través del transistor  $Q$  y de acuerdo a la conocida relación entre la corriente de colector de un transistor y su voltaje de base a emisor, se tiene que para valores de  $I_e$  grandes en comparación con la corriente de saturación del transistor  $I_s$

$$I_e = I_s e^{qV_{BE}/kT}$$

y como

$$V_{BE} = -V_s$$

$$I_e = I_s e^{-qV_s/kT} \quad \dots (3.4)$$

además

$$I_e = V_s/R_e$$

Despejando  $V_s$  de (3.4) y sustituyendo el valor de  $I_e$ , obtenemos:

$$e^{-qV_s/kT} = I_e/I_s$$

$$V_s = -(kT/q) \ln[V_s/(R_e \times I_s)]$$

Sin embargo, para nuestra aplicación encontramos el inconveniente de la alta dependencia del valor de  $I_s$  respecto a la temperatura ambiente. Debido a ello, se eligió emplear un circuito integrado basado en el principio expuesto, pero en el que se elimina dicha dependencia. Este es un amplificador logarítmico monolítico, con número comercial **ICL8048** y cuyo diagrama puede observarse en la figura 3.31.

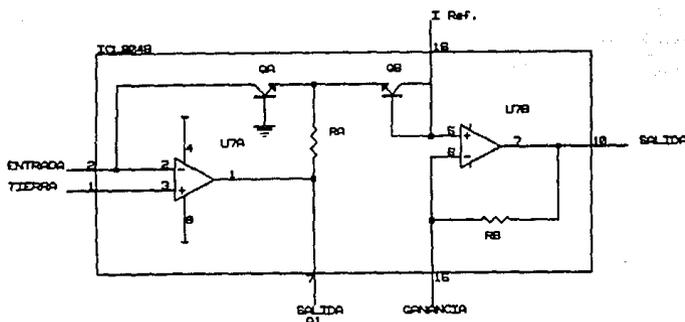


Figura 3.31. Diagrama del amplificador logarítmico ICL8048.

En este circuito además del voltaje de entrada, se requiere otra entrada, que es una corriente constante de referencia  $I_r$ , y que será entregada por una fuente de corriente constante **LM234**, cuya configuración se describe más adelante.

El circuito integrado de amplificador logarítmico *IC1804B*, es capaz de manejar una variación de tres décadas de voltajes de entrada, está totalmente compensado por temperatura y ha sido diseñado para entregar un volt de salida por cada cambio de una década en el voltaje de entrada, considerando un factor de escala igual a uno. Para mayor flexibilidad en su uso, el factor de escala, la corriente de referencia y los voltajes de offset, son ajustables desde fuera del circuito, por medio de componentes externos.

Analizando el circuito del amplificador logarítmico (figura 3.34), observamos que:

$$I_e = I_{cp}$$

$$V_{BEQa} = kT/q \cdot L_n(I_e/I_{sa}) \quad \dots (3.5)$$

$$V_{BEQb} = kT/q \cdot L_n(I_r/I_{sob}) \quad \dots (3.6)$$

$$V_s = [R_{22}/(R_B+R_{22})] V_s \quad \dots (3.7)$$

Considerando un voltaje diferencial igual a cero entre las entradas inversora y no inversora del amplificador operacional *U7B* (al igual que en el caso de *U7A*), se puede establecer la ecuación:

$$V_s = V_{BEQa} - V_{BEQb} \quad \dots (3.8)$$

y sustituyendo (3.8) en (3.7) y despejando  $V_s$ , obtenemos:

$$V_s = -[(R_B+R_{22})/R_{22}] (V_{BEQb} - V_{BEQa}) \quad \dots (3.9)$$

sustituyendo (3.5) y (3.6) en (3.9)

$$V_s = -(kT/q) [(R_B+R_{22})/R_{22}] [L_n(I_e/I_{sa}) - L_n(I_r/I_{sob})]$$

$$V_s = -(kT/q) [(R_B+R_{22})/R_{22}] [L_n(I_e \times I_{sob}/I_{sa} \times I_r)] \quad \dots (3.10)$$

Debido a que ambos transistores ( $Q_a$  y  $Q_b$ ), están construidos en el mismo sustrato de silicio, con la misma geometría y se encuentran en condiciones similares de temperatura y operación, sus corrientes inversas de saturación, pueden considerarse iguales, aún ante amplias

variaciones en la temperatura ambiente, por lo cual se obtiene de (3.10):

$$V_s = -(kT/q)[(R_B+R_{22})/R_{22}] [L_n(I_o/I_r)]$$

Transformando de logaritmos naturales a logaritmos decimales, obtenemos:

$$V_s = -(kT/q)[(R_B+R_{22})/R_{22}] L_n 10 [\log_{10}(I_o/I_r)] \dots (3.11)$$

El circuito integrado *ICL8048* presenta la particularidad de estar diseñado de manera que el término

$$K = L_n 10 (kT/q)(R_B+R_{22})/R_{22} \dots (3.12)$$

denominado factor de escala, sea igual a uno cuando  $R_{22} = 1$  Kohm.

De hecho, el fabricante especifica que el circuito puede operar para diversos valores de  $K$ , los que se obtienen al variar el valor de  $R_{22}$ . El valor que deberá tener  $R_{22}$  en función del deseado para  $K$ , puede obtenerse por medio de la fórmula:

$$R_{22} = 941/(K-.059) \dots (3.13)$$

(ver datos técnicos del circuito en el apéndice A).

Como en nuestro caso deseamos una variación de 2 volts a la salida del circuito por cada década de variación en su voltaje de entrada -ver figura 3.32- (a fin de ocupar casi por completo el rango de valores de voltajes de operación -0 a 5 volts- del convertidor *A/D* del *NCU*), se obtiene a través de la ecuación (3.13) el valor de  $R_{22} = 485$  ohms, con lo que se podrá expresar  $V_s$  como:

$$V_s = -2 \text{ (volt) } \log_{10}(I_o/I_r)$$

y como

$$\begin{aligned} I_s &= V_s/R_{19} \\ V_s &= -2 \text{ (volt) } \log_{10}(V_e/R_{19} I_r) \quad \dots (3.14) \end{aligned}$$

En vista de que los valores de  $I_r$  y  $R_{19}$  son constantes, se obtiene el voltaje de salida en función del logaritmo decimal del voltaje de entrada.

La corriente de referencia máxima para el circuito, de acuerdo a especificaciones del fabricante, es de 2 mA (ver apéndice A), y con el fin de que opere el circuito en el valor medio, se elige:

$$I_r = 1 \text{ mA}$$

De acuerdo con la ecuación (3.14), el mayor voltaje de entrada provocará el menor voltaje de salida. Conociendo que el mayor voltaje de entrada será de 10 volts y seleccionando como menor voltaje de salida 0 volts, de la misma ecuación (3.14), se obtiene que el producto  $R_{19} \times I_r$ , deberá ser igual a 10 volts y habiendo elegido  $I_r = 1 \text{ mA}$ , se obtiene que el valor de  $R_{19}$  deberá ser de 10 Kohms.

Sustituyendo estos valores en la ecuación (3.14), obtenemos la función de transferencia para este bloque:

$$V_s = -2 \log_{10}(V_e/10) \quad \dots (3.15)$$

Como la variación aproximada que tendremos en los voltajes de entrada será de 50 mV a 10 V, se obtendrá como rango de voltajes de salida de 4.6 V a 0 V y el cambio en el voltaje de salida será de 2 volts por cada década de variación en los voltajes de entrada, lo cual se expresa en forma gráfica por medio de la figura 3.32.

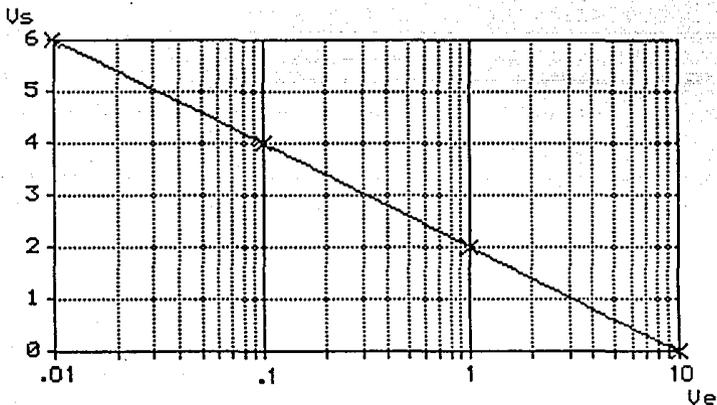


Figura 3.32. Variación en los voltajes de salida con respecto a los de entrada para el amplificador logarítmico.

Con el fin de que la respuesta del circuito sea la más cercana posible a la descrita por la ecuación (3.15), es necesario que sean independientes de la variación de la temperatura:

- El valor del factor de escala  $K$  (3.12).
- El valor de la resistencia de entrada  $R_{1p}$  (3.14).
- El valor de la corriente de referencia  $I_r$  (3.14).

En cuanto al punto (a), se tiene que  $(kT/q) L_n I_0$  tiene un valor aproximado de 59 mV a 25°C (ver apéndice A), y con el fin de que se obtenga una variación de 2 volts de salida por cada década de variación en el voltaje de entrada, el término  $(R_B + R_{Z2})/R_{Z2}$ , deberá valer 33.9 de acuerdo a la ecuación (3.11). Como  $R_B$  es una resistencia interna, cuyo valor a 25°C es de 15.95 Kohms, entonces el valor de la resistencia externa  $R_{Z2}$  deberá ser de aproximadamente 485 ohms. Con el objeto de que el factor de escala  $K$  se mantenga constante a pesar de las variaciones de temperatura, el término  $(R_B + R_{Z2})/R_{Z2}$ , debe tener una característica inversamente proporcional a la temperatura  $(1/T)$ , de manera que compense al término  $kT/q$ . En el ICL804B esto se obtiene por medio de la resistencia interna  $R_B$ , que es del tipo de película metálica delgada, y durante el proceso de fabricación del circuito integrado, ha sido depositada en su interior. Como ya se dijo el valor nominal de esta resistencia a 25°C es de 15.95 Kohms y posee un coeficiente de temperatura cuidadosamente diseñado, para proveer la compensación necesaria por variaciones de dicho parámetro ambiental.

De lo hasta ahora dicho respecto al bloque aquí tratado, puede notarse que algunas de las principales ventajas obtenidas de emplear en él al circuito integrado ICL804B, son:

- las características inherentes de acoplamiento entre los transistores  $Q_a$  y  $Q_b$
- la presencia de la resistencia interna de película metálica delgada  $R_B$

ya que ambos hechos permiten y simplifican la compensación en tempe-

ratura necesaria en este bloque.

Las resistencias  $R_{22}$  y  $R_{19}$  (punto b), son externas y deberán ser del tipo de película metálica de bajo coeficiente de temperatura.

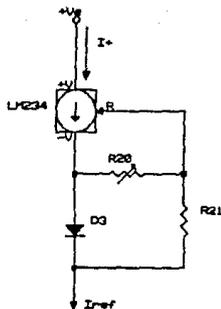


Figura 3.33. Fuente de corriente constante con coeficiente de temperatura cero.

Respecto al punto (c), se obtiene la no dependencia de las variaciones en temperatura para la corriente de referencia  $I_r$ , por medio del uso de una fuente de corriente constante, compensada en temperatura. Para este efecto, se emplea un circuito integrado LN234 (fuente de corriente ajustable de tres terminales), configurado gracias a tres componentes externos -dos resistencias ( $R_{20}$  y  $R_{21}$ ) y un diodo IN457 ( $D_3$ )-, como fuente de corriente constante con coeficiente de temperatura cero, (ver figura 3.33). Por medio de este circuito se

obtendrá (sin importar las variaciones en temperatura), una corriente constante de  $I$  mA, que se empleará como entrada a la terminal 16 del amplificador logarítmico *ICL8048*.

A continuación se obtienen los valores de las resistencias  $R_{20}$  y  $R_{21}$ , que se emplearán asociadas al *LM234*, de acuerdo a las recomendaciones del fabricante (ver apéndice A).

$$\begin{aligned} R_{21} &= 10 R_{20} & \dots (3.16) \\ I_r &= 2 I_{R20} \end{aligned}$$

y como deseamos que  $I_r = I$  mA, entonces  $I_{R20} = 0.5$  mA.

De los datos técnicos para el *LM234*, tenemos que a  $25^\circ\text{C}$

$$\begin{aligned} V_{R20} &= 64 \text{ mV} \\ \text{y como } R_{20} &= V_{R20} / I_{R20} \\ R_{20} &= .064 / 5 \times 10^{-4} \\ R_{20} &= 128 \text{ ohms} \\ \text{y de (3.16)} \quad R_{21} &= 1.28 \text{ K} \end{aligned}$$

Esta configuración del circuito integrado *LM234*, actúa como *fuente de corriente constante con coeficiente de temperatura cero*, gracias a la dependencia de la corriente que circula a través del diodo con respecto a la temperatura y que se observa en la ecuación de corriente del diodo

$$I_D = I_s e^{q V_D / kT}$$

De acuerdo a ello, dicha dependencia es inversamente proporcional a la temperatura, lo cual compensa la variación directamente proporcional a la temperatura en la corriente de salida del *LM234*.

Al igual que para la fuente de corriente del generador de onda cuadrada, deberá calibrarse el valor de la resistencia de ajuste  $R_{20}$ , para obtener la corriente de salida deseada.

Respecto a los efectos térmicos, es necesaria la cercanía física entre la fuente de corriente y el diodo de compensación, a fin de que este proceso se efectúe de una manera adecuada.

De igual forma, la resistencia de ajuste  $R_{20}$ , deberá encontrarse físicamente cercana a la fuente de corriente, evitando colocarla en sockets, debido a que los niveles de voltaje que determinan la corriente de operación, son menores a  $100\text{ mV}$ , por lo que habrán de evitarse los efectos de aumento y/o variación de resistencia en las uniones de este componente.

Volviendo al circuito integrado *ICL8048*, es importante señalar que deberán ser ajustados los voltajes de offset de los amplificadores operacionales internos (*U7A* y *U7B*), al igual que la resistencia  $R_{22}$ , que determina el factor de escala a emplear.

Habrà que señalar al respecto, que un amplificador logaritmico, a diferencia de un amplificador operacional normal, no puede ser ajustado en su *offset* con solo aterrizar sus entradas (esto se debe a que el logaritmo de cero tiende a menos infinito); al reducir la corriente de entrada a cero, se priva a  $Q_1$  de corriente de colector, abriéndose la malla de realimentación alrededor de *U7A*.

En vez de esto, es necesario ajustar el voltaje de offset en cero, para cada uno de los amplificadores operacionales (U7A' y U7B) por separado y después de ello ajustar el factor de escala.

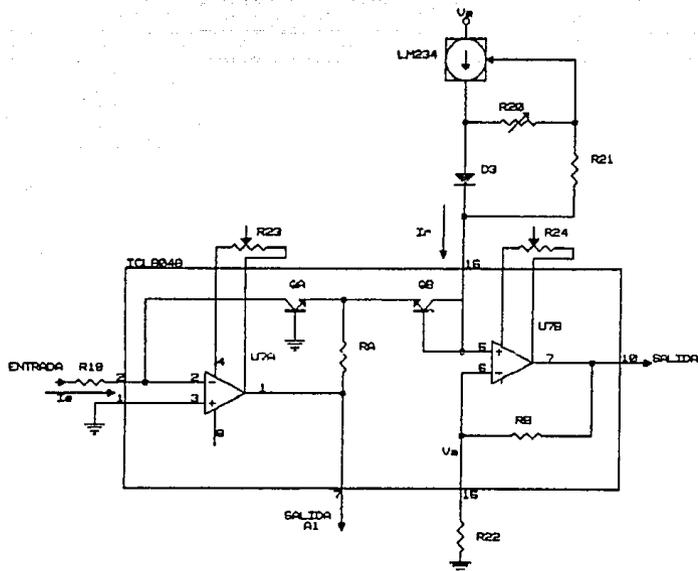


Figura 3.34. Circuito definitivo para el amplificador logaritmico.

En la figura 3.34, se observa el diagrama electrónico correspondiente al bloque aquí descrito, con todos los elementos que contendrá y a él se hace referencia en la siguiente descripción acerca de los ajustes de offset y factor de escala.

- 1) Se deberá conectar durante el ajuste una resistencia de  $10\text{ Kohms}$  entre las terminales 2 y 7 del *ICL8048* (obteniendo un amplificador inversor con ganancia uno). Sin voltaje de entrada alguno, se ajusta  $R_{23}$  hasta que la salida de *UTA* (terminal 7), sea  $0\text{ volts}$ . Una vez hecho lo anterior, se retira la resistencia de  $10\text{ Kohms}$  colocada temporalmente.
- 2) Se hace que el voltaje de entrada sea igual a  $10\text{ volts}$ , a fin de obtener una corriente de entrada  $I_e = 1\text{ mA}$ , igual a la de referencia  $I_r$  y se ajusta  $R_{24}$ , de manera que se obtengan  $0\text{ volts}$  como salida de *UTB* (terminal 10).
- 3) Se hace que el voltaje de entrada sea igual a  $100\text{ mV}$ , obteniendo una corriente de entrada de  $10\text{ microA}$ , mientras que la corriente de referencia continúa siendo  $1\text{ mA}$  (2 décadas mayor). Se ajusta  $R_{22}$  para obtener un voltaje de salida de  $4\text{ volts}$ , consiguiendo así un factor de escala de  $2\text{ volts/década}$ .

Circuito Total para el Medidor de Humedad

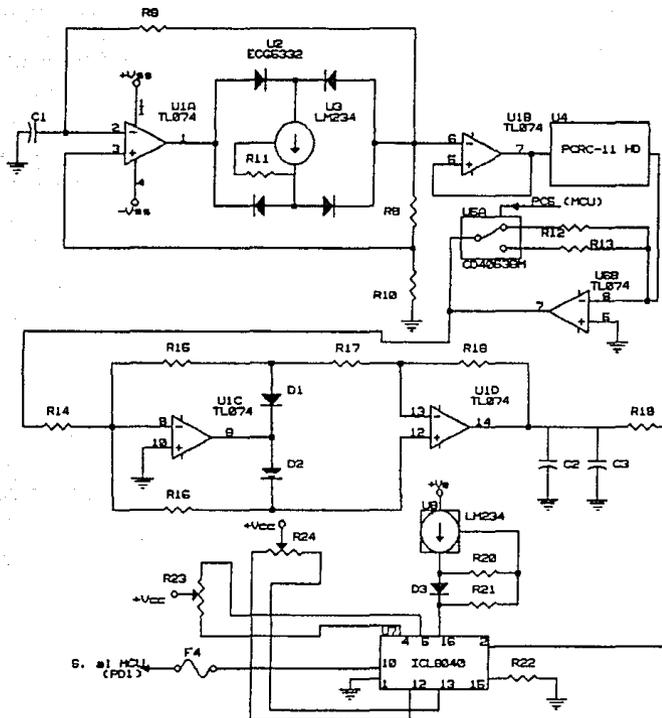


Figura 3.35. Circuito electrónico total para el medidor de humedad.

Del análisis antes efectuado respecto al amplificador logaritmico, se tiene que el voltaje  $V_u$  a su salida, que es el de salida del circuito externo al *MCU*, puede expresarse como:

$$V_u = -2 \log_{10}(V_e/10)$$

pero como

$$V_e = (R_r/R_t) \times 5$$

se obtiene

$$V_u = -2 \log_{10}(R_r/2R_t) \quad \dots (3.17)$$

que es la función de transferencia para el circuito externo al *MCU* dedicado a la medición de la humedad relativa.

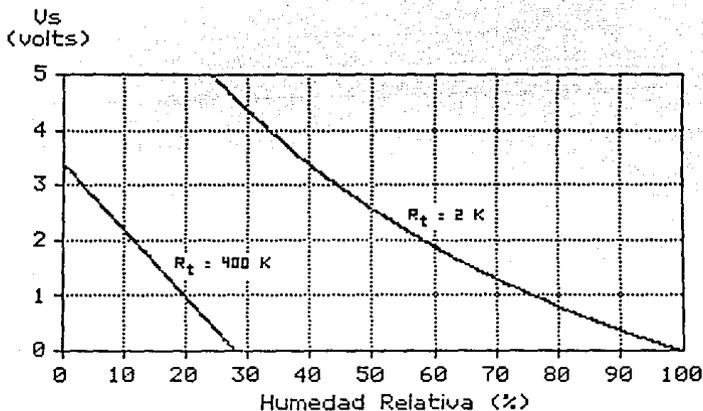


Figura 3.36. Respuesta del circuito medidor de humedad ante los cambios de esta variable.

En la figura 3.35, se muestra el circuito electrónico completo para el medidor de humedad y en la figura 3.36, en base a la ecuación (3.17) y a los valores de  $R_r$  (el correspondiente a cada rango), la respuesta del voltaje de salida de dicho circuito ante las variaciones de la humedad relativa del medio ambiente.

### Bases para el Diseño del Software

Como el convertidor *A/D* del *MCU* es de ocho bits, el nivel de voltaje que entra a él (de 0 a 5 volts), será convertido en uno de 256 niveles (de 0 a 255), equivaliendo cada nivel a 5/255 de volt.

Expresando el nivel digital  $N$  obtenido dentro del *MCU* en función del voltaje de entrada al mismo (que es el de salida  $V_s$  del circuito externo al *MCU*), obtenemos:

$$N = \text{int}(V_s/5/255)$$

$$N = \text{int}(V_s \times 51)$$

y despejando  $V_s$ :

$$V_s \approx N/51 \quad \dots \quad (3.18)$$

De la ecuación de transferencia para el circuito externo al *MCU* (3.17), se puede obtener:

$$V_s = -2 (\log_{10}(R_r/2) - \log_{10}R_t)$$

y despejando  $\log_{10}R_t$

$$\log_{10}R_t = V_s/2 + \log_{10}(R_r/2)$$

sustituyendo  $V_a$  de (3.18)

$$\log_{10} R_t = (N/102) + \log_{10}(R_r/2) \quad \dots \quad (3.19)$$

### 0% a 28% de Humedad Relativa

Dentro de este rango, el valor de  $R_r$  es de 400 kohms, que sustituyendolo junto con el obtenido para  $\log_{10} R_t$  de la ecuación (3.19), en la ecuación (3.2); que es la empleada para obtener el valor de la humedad relativa dentro del rango aquí tratado, obtenemos:

$$HR = 28 \times ((N/102) + \log_{10} 2 \times 10^5 - 7) / (\log_{10} 2 - 2)$$

que puede reducirse a

$$HR = 28 - 0.16157424982 \times N \quad \dots \quad (3.20)$$

transformando los valores constantes de esta última ecuación a binarios y hexadecimales, obtenemos:

DECIMAL	BINARIO	HEXADECIMAL	error decimal
28	1,1100	1C.00	0
0.16157424982	0.0010,1001	00.29	0.0014179

por lo que al expresar (3.20) en forma hexadecimal obtenemos:

$$HR_{16} = 1C.00_{16} - 00.29_{16} \times N_{16} \quad \dots \quad (3.21)$$

que es la ecuación utilizada, para el diseño del algoritmo empleado en la obtención del valor de la humedad relativa, cuando este se encuentre entre 0% y 28%.

28% a 100% de Humedad Relativa

Para este rango, el valor de  $R_p$  es de 2 kohms. Sustituyendo tal valor y el de  $\log_{10} R_t$  obtenido de (3.19), en la ecuación (3.3); que es la utilizada para determinar el valor de la humedad relativa dentro del rango de valores que ahora tratamos, obtenemos:

$$HR = ((1150/L_n 10)/((N/102) + \log_{10} 1 \times 10^3)) - 66.7$$

ecuación que al desarrollarse evitando numeros mayores a 255 (no representables con 8 bits), obtenemos:

$$HR = 166.47955139/(((N/6)+51)/51) - 66.7 \quad \dots (3.22)$$

Transformando las constantes a sistemas binario y hexadecimal, obtenemos:

DECIMAL	BINARIO	HEXADECIMAL	error decimal
6	110.	06.00	0
51	11,0011.	33.00	0
66.7	100,0010.1011,0010	42.B2	0.00469
166.47955139	1010,0110.0111,1010	A6.7A	0.00299

Por lo que podemos expresar (3.22) en forma hexadecimal como:

$$HR_{16} = A6.7A_{16}/(((N_{16}/6_{16})+33_{16})/33_{16}) - 42.B2_{16} \quad \dots (3.23)$$

que es la ecuación empleada en el algoritmo para determinar humedades relativas cuyo valor se encuentre entre 28% y 100%.

Es conveniente aclarar que al desarrollar el software correspondiente a esta etapa, fue necesario considerar un translope de los rangos de humedad relativa para los que se emplearon las ecuaciones

(3.21) y (3.23), a fin de evitar cambios constantes entre las subrutinas, cuando la humedad relativa a medir se encontrase en el valor intermedio considerado (28%). Por ello los rangos de aplicación de las ecuaciones mencionadas se redefinieron de acuerdo a la conveniencia de utilizar las ecuaciones en función de los niveles digitales registrados a la salida del convertidor A/D del MCU, quedando definida tal situación de la siguiente forma:

RANGO DE HUMEDAD RELATIVA	SEÑAL DE CONTROL DEL MCU	VALOR DE R <sub>r</sub> (Kohms)	RANGO DE NIVELES CONV. A/D
0 % a 27.8%	0	400	173 a 1
25.1% a 100 %	1	2	249 a 0

Quedando un traslape de casi 3% en humedad relativa, correspondiente a 17 ó 16 niveles dentro del convertidor A/D.

### III.c. Medidor de Precipitación Pluvial

La precipitación pluvial, es el resultado de un estado de condensación avanzado. Es definida como el depósito de la humedad condensada en el aire, sobre la superficie de la Tierra en forma de: granizo, lluvia, aguanieve o nieve. En cualquiera de estas formas, este fenómeno es precedido de una gran condensación, usualmente a una milla o más de altura sobre la Tierra.

La energía involucrada en producir la caída de lluvia sobre la tierra es muy grande. El promedio de precipitación sobre toda la Tierra es de alrededor de *33 pulgadas* al año. La cantidad de trabajo involucrada en la elevación de tanta agua a *1 milla* de altura es verdaderamente grande. La masa de agua que cae durante un aguacero llega a alcanzar *billones de toneladas* y en toda la Tierra el promedio de precipitación es de alrededor de *50 millones de toneladas por segundo*.

La tasa de evaporación realmente es tremenda. Por cada tonelada de agua que cae como lluvia o en cualquier otra forma de precipitación, una tonelada de agua debe ser evaporada en algún momento y lugar. Este proceso ha ocurrido a través de los siglos y continúa en forma irregular, para en algunas ocasiones beneficiar y en otras dañar al género humano.

## Origen de la Lluvia

Las partículas de precipitación; gotas de lluvia, granizo o copos de nieve, no son transportados a grandes distancias por el viento, sino que caen sobre la Tierra en cuanto se forman. Si usualmente toda la humedad sobre cualquier área dada de la Tierra se condensara y precipitara, esto no produciría más de una pulgada de lluvia. La saturación completa nunca es alcanzada y a lo sumo una pequeña cantidad de humedad es tomada del aire cuando se condensa en lluvia. Por lo tanto, cuando cae la lluvia en cualquier cantidad sobre una región, la precipitación, o al menos la humedad, es tomada necesariamente de alguna de las regiones colindantes y precipitada sobre dicha área. El aire vendrá dejando parte de su humedad usualmente en corrientes ascendentes, misma que es extraída posteriormente. Una tormenta de lluvia se convierte en una especie de molino *extractor de humedad*.

La precipitación incluye toda el agua que cae de la atmósfera a la superficie de la Tierra y ocurre o se presenta en la variedad de formas ya mencionadas en el capítulo anterior.

## Formación de Gotas de Agua

Cuando empieza la condensación de la humedad del aire, pequeñas gotas de agua se forman alrededor de microscópicas partículas de polvo y tan pronto como existen grandes cantidades toman la forma de

una nube. Estas gotas de agua tienen una densidad mayor que la del aire y por lo tanto una tendencia a asentarse, pero como son demasiado pequeñas permanecen en suspensión debido a la viscosidad del aire.

La clase de condensación que es favorable para la formación de lluvia ocurre en corrientes ascendentes de aire húmedo; en estas el grado de saturación necesario para formar gotas condensadas es suficiente. Las gotas condensadas son también arrastradas por el viento hacia arriba y hacia abajo, o las deja suspendidas de nuevo. Las gotas del mismo tamaño, permanecen en el mismo nivel, pero cuando son arrastradas por el viento pueden ocurrir colisiones con otras de diferente tamaño, entonces las pequeñas caen hasta el nivel de otras gotas, fusionandose con ellas para formar gotas de mayor tamaño. Las colisiones se repiten ocasionando cambios de posición. Estos procesos pueden continuar hasta que las gotas tienen un tamaño tan grande que ya no pueden ser sostenidas por las corrientes de aire y caen a la Tierra en forma de lluvia.

### Medición de la Precipitación Pluvial

Los instrumentos usados en la medición de la cantidad de precipitación pluvial se denominan *pluviómetros* o *pluviógrafos*, lo que depende de la forma de registro de la medición.

El *pluviómetro* (de *pluvio* lluvia y *metro* medida), es el instrumento que nos sirve para medir la cantidad de precipitación expresada

como la altura de agua de lluvia colectada en un recipiente, en una unidad de tiempo predeterminada.

Un *pluviógrafo* (de *pluvio* lluvia y *grafos* registro), es el instrumento que registra la cantidad de lluvia, en base a la altura del agua colectada en un recipiente, pero además tiene un mecanismo que le permite llevar un registro gráfico de la cantidad de lluvia medida en una unidad de tiempo.

La forma más simple de un medidor de lluvia es la de una vasija cilíndrica, colocada en campo abierto, para que colecte libremente la lluvia que cae dentro de ella. La profundidad del agua en la vasija es igual a la cantidad de lluvia caída.

La cantidad de la precipitación se expresa como la altura en *milímetros* (o en *pulgadas*) que cae sobre una superficie plana. Esta cantidad puede medirse como la altura del agua depositada en un recipiente abierto de paredes verticales.

A continuación se hace una pequeña reseña de los *pluviómetros* y *pluviógrafos* que se utilizan más comunmente con el propósito de medir la cantidad de *precipitación pluvial* en un área determinada.

## Tipos de Pluviómetros

### - Pluviómetro Cilíndrico

Es la forma más antigua de un medidor de lluvia que se ha usado por siglos. Tiene el inconveniente de que la profundidad del agua no puede ser medida en forma exacta, especialmente en el caso de lluvias ligeras. Esta dificultad puede ser remediada midiendo el agua por su peso o volumen y calculando entonces la profundidad para la cual esta puede cubrir un área igual al área de exposición.

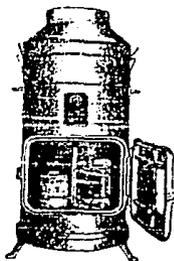


Figura 3.37. *Pluviómetro cilíndrico.*

Una mejora al tubo cilíndrico es efectuada haciendo que la abertura del área de recolección sea varias veces más grande que la medi-

da del área de la sección transversal del tubo. Un medidor de lluvia de este tipo se muestra en la figura 3.37.

Este tipo de *pluviómetro* fue originalmente usado por el Centro Meteorológico de los Estados Unidos, con una abertura de colección de *8 pulgadas* de diámetro y *10* veces mayor al área del tubo en la base, la cual es conectada a un pequeño embudo y una abertura para prevenir la evaporación. La profundidad del agua en el tubo es medida con una pequeña escala en la cual las unidades de profundidad son *10* veces la longitud de las unidades de medida normal, *1 pulgada* marcada en la escala tiene *10 pulgadas* de longitud. En esta forma puede medirse fácilmente la lluvia en un rango de *0.01 pulgadas*. Cerca del tope del tubo de medida se coloca una abertura para permitir que el agua desbordada dentro del cilindro exterior por la lluvia excesiva, pueda también ser medida.

#### - Pluviómetro Estándar

El *pluviómetro* o medidor estándar que ha sido utilizado durante mucho tiempo, figura 3.38, consiste en un embudo de *8 pulgadas* de diámetro que descarga a un tubo de *2.53 pulgadas* de diámetro. El área del tubo interior es de *0.1* del área total del embudo, y una regla o escala graduada en pulgadas y décimos de pulgada puede utilizarse para medir la precipitación con una aproximación de *0.01 de pulgada*. Una precipitación mayor a las *2 pulgadas* desborda el tubo interior y se recoge en un depósito especial. Al quitar el embudo y el tubo

interior del *pluviómetro*, el depósito que recibe los desbordamientos y mide 8 pulgadas de diámetro puede utilizarse también para recoger otras formas de precipitación como nieve, que como se derrite puede ser medida en el tubo interior. Los *pluviómetros* de diámetros más pequeños del mismo estilo, se utilizan y son aprovechables para la medición de las nevadas.

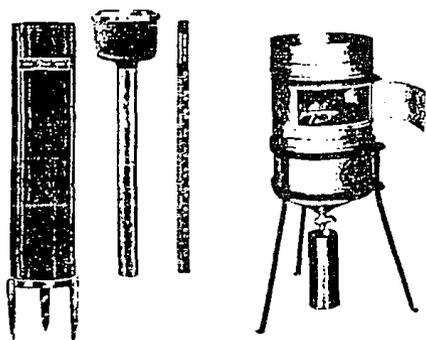


Figura 3.38. *Pluviómetro estándar.*

#### - Pluviómetro de Almacenamiento

Los grandes *pluviómetros de almacenamiento* se utilizan en áreas lejanas y remotas para coleccionar y almacenar la precipitación correspondiente a periodos de 30 días o más. Si se espera que se presenten nevadas, se coloca una carga inicial de salmuera de cloruro de calcio en el depósito para derretir la nieve y evitar la congelación del

líquido en el *pluviómetro*. Además se utiliza una delgada capa de aceite para evitar la evaporación en el depósito, entre cada lectura u observación.

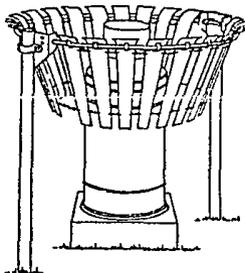


Figura 3.39. *Pluviómetro de almacenamiento.*

Uno de los principales problemas en este tipo de captadores es el que se presenta cuando los vientos forman corrientes de aire alrededor de los *pluviómetros* y usualmente ocasionan que los depósitos recojan menos precipitación que la que deben registrar. La baja velocidad de los copos de nieve hace este efecto aún más marcado en el caso de las nevadas. La deficiencia que se presenta en la recolección puede variar entre 0% y 50% o más, dependiendo de la velocidad del viento y la situación del terreno. Para evitar esta irregularidad se utiliza una *cubierta Alter*, que consiste en una serie de hojas metálicas unidas alrededor de un anillo circular cerca de la parte superior del depósito y atadas por una cadena en el fondo. Los extremos

de las hojas están aproximadamente a 5 cm arriba del tope del depósito. La construcción o instalación flexible tiene por objeto permitir que el viento mueva las hojas y reduzca la acumulación de nieve sobre la cubierta.

### - Pluviógrafo de Autoregistro

Los *pluviógrafos de autoregistro*, se usan para determinar la cantidad de lluvia durante períodos cortos de tiempo.

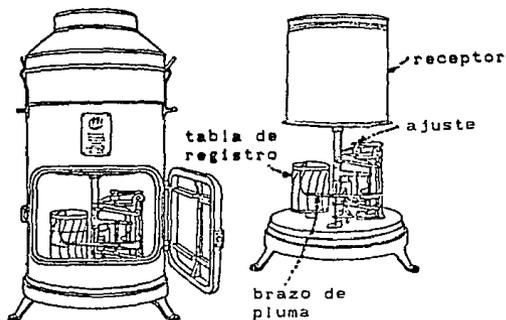


Figura 3.40. *Pluviómetro de autoregistro.*

El tipo más común de los *pluviógrafos* es el llamado *gravimétrico*, en el cual un depósito va apoyado por un resorte o palanca de balanceo. El movimiento del depósito es transmitido a una pluma que registra o traza una gráfica, a medida que aumenta el peso del agua contenida en el depósito, sobre una hoja impulsada por una maquinaria de relojería. La construcción sólida del *pluviógrafo gravimétrico* y su capacidad para registrar también las nevadas lo hacen preferible para muchos propósitos.

- Pluviógrafo de Depósito de Volteo

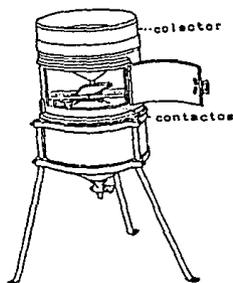


Figura 3.41. *Pluviógrafo de depósito de volteo.*

Consiste en un par de depósitos unidos a un embudo de modo que cuando uno de ellos reciba *0.01 pulgadas (0.254 mm)* de precipitación, se voltee descargando su contenido al otro haciendole que quede bajo

el embudo nuevamente. Un mecanismo de registro indica el tiempo que pasa entre cada volteo. El *pluviógrafo de volteo* se adapta bien a la medida de la intensidad de lluvia en períodos cortos de tiempo (ver figura 3.41).

- Pluviógrafo de Flotador

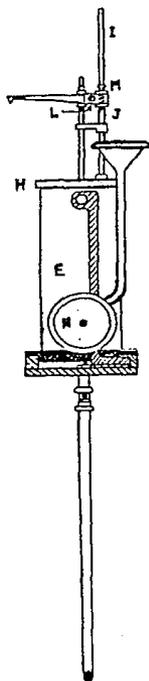


Figura 3.42. *Pluviógrafo de flotador.*

En este aparato, el agua que entra por el aro superior de un depósito, pasa por un pequeño conducto a un depósito que tiene un flotador conectado a un eje o varilla. Al caer el agua el flotador sube, al mismo tiempo que el eje o varilla, que en el extremo lleva fijada una palanca pequeña con una pluma en el extremo. Esta pluma sirve para registrar en una banda, la cantidad de agua que cae. Cuando el agua llega a *10 milímetros* se vacía a un recipiente de cristal acoplado al depósito, que desaloja el agua del aparato. El flotador baja inmediatamente, quedando el aparato listo para seguir registrando a partir de cero. De esta forma cada vez que el agua sube hasta el límite, representa *10 milímetros* de precipitación.

Este instrumento proporciona información acerca de la modalidad del meteoro de referencia: hora en que comienza, momento de mayor intensidad, intervalos en que cesa, duración en horas y minutos, etc. Cuando no llueve la pluma va dejando un trazo de tinta sobre la línea de cero.

- Pluviógrafo "Fernández de Castro"

Este aparato está formado por una caja protectora de forma cilíndrica que mide *117 cm* de altura y *30 cm* de diámetro. En la parte frontal tiene una puerta de gran tamaño que permite tener acceso al mecanismo de registro, y una puerta de menor tamaño en el lado derecho que da entrada al mecanismo de relojería.

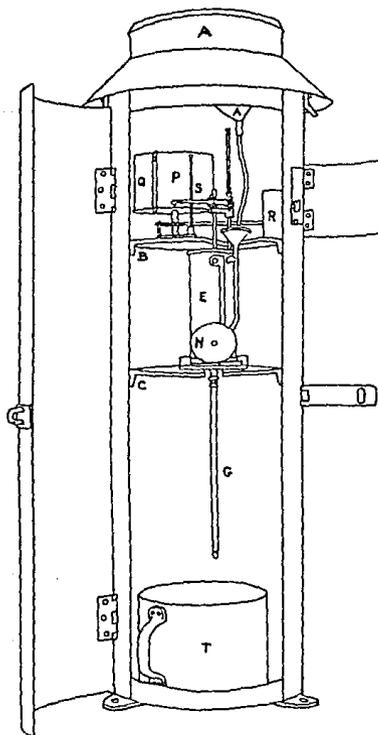


Figura 3.43. Pluviógrafo "Fernandez de Castro".

En la parte alta de la caja existe un embudo captador de lluvia, cuya boca de forma biselada mide 226 mm de diámetro. A la entrada del

tubo de descarga de este embudo captador se encuentra un tapón de bronce, provisto de ranuras longitudinales, que sirven para evitar el paso de basuras al aparato registrador.

La parte interior de la caja cuenta con dos divisiones de hierro fundido, dentro de la segunda de estas divisiones se encuentra el aparato registrador, que está formado por un depósito en forma de cilindro vertical, que descansa sobre una base con rieles. Dicho depósito recibe por medio de un pequeño embudo la lluvia que envía el embudo captador. Por el otro lado del depósito se tiene soldado un sifón de descarga.

En la parte alta del depósito, hay una tapa de enchufe que tiene fija sobre sí una columna y una chumacera, las que sirven de guía a la barra del flotador, que se encuentra dentro del mismo depósito. Un pequeño carro que lleva un estilete y la pluma registradora, se encuentra fijo a la misma barra del flotador. Al llegar la lluvia al depósito produce una elevación del flotador y de la pluma. Cuando la lluvia llega a 10 mm, vence con su peso el equilibrio del depósito, haciéndolo inclinar hacia adelante, llenando con este movimiento el sifón, con lo que el depósito queda en el nivel 0 correspondiente en el diagrama. Cuando pierde peso el depósito regresa a su posición original por acción de los contrapesos. El ciclo se repite cada vez que se alcanza el nivel de agua establecido.

La superficie interior del depósito es 8 veces menor que la boca del embudo captador, por consiguiente una capa de lluvia de 1 mm

sobre el embudo, produce una elevación en el nivel del depósito igual a 8 mm, lo cual permite medir la lluvia con una aproximación de décimas de milímetro.

#### - Radar de Microondas

Con posterioridad al desarrollo del radar en la Segunda Guerra Mundial, se encontró que el radar de microondas (de 1 a 20 cm de longitud de onda), indicaría la presencia de lluvia dentro del área que cubre en su rastreo. La cantidad de energía registrada depende del tamaño de las gotas de lluvia y de la distancia al transmisor. El tamaño de las gotas se correlaciona toscamente con la intensidad de la lluvia y la imagen sobre la pantalla del radar (*mapa de isoecos*) puede interpretarse como una indicación aproximada de la intensidad de la lluvia. También puede hacerse una calibración con medidas reales o efectivas hechas en *pluviómetros*, en el área que cubre el rastreo del radar. Este ofrece un medio para obtener información sobre la distribución de la lluvia, que solo sería toscamente definida mediante el uso de la red convencional de *pluviómetros*.

#### Selección del Transductor para el Medidor de Precipitación Pluvial

Como se puede observar en las descripciones anteriores, los *pluviómetros* más comunmente usados dan como resultado una medición más o menos exacta y en forma manual o semimanual, de la cantidad de preci-

pitación registrada con cada uno de ellos. Solo en algunos casos se tiene como resultado una indicación gráfica de los registros.

Como una respuesta a las necesidades expresadas en el proyecto de la estación meteorológica portátil, se ha diseñado un *pluviómetro*, que como se verá más adelante, se encuentra basado en los principios fundamentales de medición que se han venido usando en los medidores de precipitación a través del tiempo. La diferencia radical reside en el hecho de que este operará basado en el principio de la presión ejercida por una columna de agua de altura  $h$  sobre un transductor de presión diferencial.

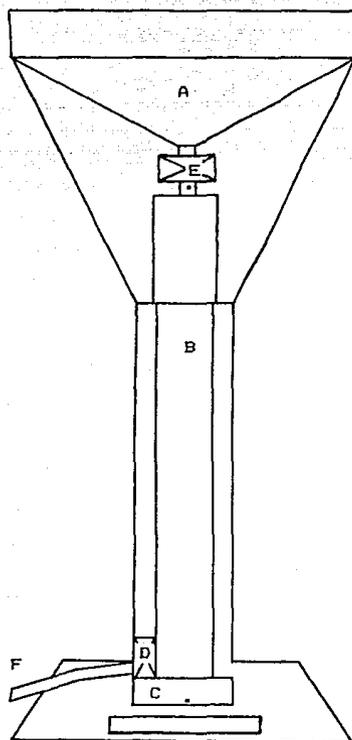
#### Pluviómetro de Presión Diferencial

Para conocer la cantidad de precipitación sobre un área determinada a un bajo costo se desarrolló este medidor, con el que se puede conocer la cantidad de lluvia promedio por minuto.

#### Descripción del Dispositivo

El agua colectada por un cono receptor  $a$  de  $1,000 \text{ cm}^3$ , escurre a un recipiente cilíndrico  $b$  de  $350 \text{ mm}$ . En el fondo de este recipiente se encuentra un sensor de presión diferencial  $c$  cuya señal de salida es proporcional a la altura del agua acumulada. Un circuito electrónico controla la apertura y cierre de las válvulas  $e$  y  $f$ , como se

muestra en la figura 3.44.



A = CONO RECEPTOR

C = TRANSDUCTOR DE PRESION DIFERENCIAL

E = VALVULA DE ENTRADA

B = TUBO COLECTOR

D = VALVULA DE SALIDA

F = CONDUCTO DE EVACUACION

Figura 3.44. *Pluviómetro de presión diferencial.*

En el curso de la fase de llenado que dura *60 segundos*, la válvula *e* está cerrada mientras que *f* está abierta, a continuación viene la fase de vaciado con una duración de *12 segundos*, durante la cual ambas válvulas están abiertas, esperando la señal de cierre para iniciar otra medición.

Para poder captar las intensidades excepcionales de agua manteniendo al mismo tiempo una buena sensibilidad en la determinación de las intensidades medias y débiles (hasta *80 mm/h*), el recipiente donde se acumula el agua recogida está compuesto por dos cilindros superpuestos de *30* y *45 mm* de diámetro respectivamente. Se puede así alcanzar intensidades máximas a *4 mm/min (240 mm/h)* con un tubo que no excede de *40 cm*.

#### Transductor de Presión Diferencial

El medidor de presión diferencial consiste en un diafragma en contacto con el líquido del tubo, que mide la presión hidrostática en un punto en el fondo del tubo. Esta presión es proporcional a la altura del líquido en ese punto y a su peso específico, es decir:

$$P = Ht$$

en donde:

*P* = presión

*H* = altura del líquido sobre el instrumento

*t* = peso específico del líquido.

En el caso del agua, su peso específico  $t$  es igual a uno, por lo que la presión es igual a la altura de la columna de agua.

El diafragma forma parte de un transmisor neumático o electrónico de presión diferencial semejante a los transmisores de caudal de diafragma.

El transductor de presión diferencial elegido, es el *MPX2050DP* de la marca Motorola y que tiene las siguientes características:

- Rango de presión diferencial de 0 a 7.51 psi
- Voltaje de operación  $V_s = 10 \text{ Vdc}$
- Corriente de operación  $I_o = 6 \text{ mAdc}$
- Sensibilidad de  $dV/dP = 0.8 \text{ mV/kPa}$

Para mayor información, referirse al apéndice A, en el cual se encuentran las hojas de datos técnicos, que provee el fabricante.

### Principios de Operación de las Válvulas de Solenoide

Una válvula de solenoide es una combinación de dos partes funcionales básicas:

- a) Un solenoide (electro-magnético) con su núcleo.
- b) El cuerpo de una válvula con uno o varios orificios.

El flujo a través del orificio, es permitido o impedido por la acción del núcleo, cuando el solenoide es energizado o desenergizado.

La válvula empleada en el presente diseño, es marca *ASCO Red-Hat*, y tiene el solenoide montado directamente en el cuerpo de la válvula. El núcleo se encuentra dentro de un tubo sellado, llamado tubo del núcleo y dentro de este tiene movimiento libre, por lo que forma un paquete compacto y fácil de instalar.

Se utiliza una válvula de acción directa. En este tipo de válvulas, el núcleo del solenoide abre o cierra el orificio en forma directa, dependiendo si está o no energizado, pudiendo operar desde *0 psi*, hasta su máxima escala de presión.

La fuerza necesaria para abrir la válvula es proporcional al tamaño del orificio y a la presión del líquido.

Se utilizará una válvula de dos vías, de construcción *normalmente abierta*. Esto significa que cuando el solenoide es energizado, la válvula cerrará el paso del agua de lluvia colectada en el cono del *pluviómetro*.

El tiempo de respuesta para una válvula del tipo que hemos seleccionado, según especificaciones del fabricante, es de *5 a 10 milisegundos*.

La válvula seleccionada es de propósito general, con tipo de operación normalmente abierta, cuerpo de acero inoxidable y diafragma resistente a líquidos y gases corrosivos.

El circuito de control de apertura y cierre de válvulas se muestra en la figura 3.45.

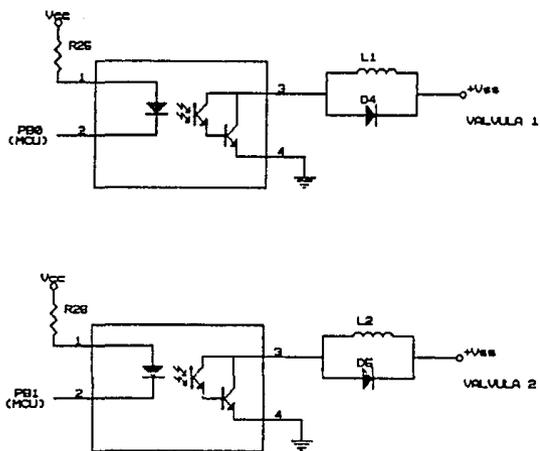


Figura 3.45. Circuito controlador de válvulas.

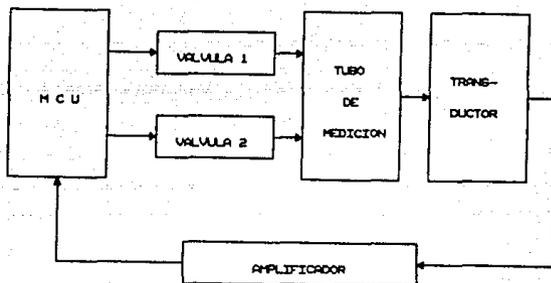


Figura 3.46. Diagrama de bloques para el medidor de precipitación pluvial.

El tamaño del tubo es de  $3/4$  de pulgada, con un orificio de  $5/8$  de pulgada y con una presión diferencial máxima de operación de 125 psi.

Para mayor información técnica, referirse al apéndice A, en donde se encuentran las respectivas hojas de características técnicas.

Los diagramas de bloques y del circuito electrónico, se muestran en las figuras 3.46 y 3.47 respectivamente.

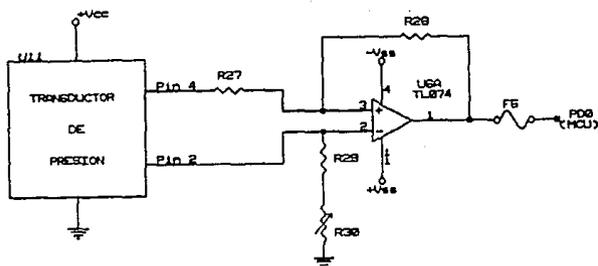


Figura 3.47. Diagrama del circuito electrónico para el medidor de precipitación pluvial.

### III.d. Medidor de Presión

La presión se representa como una fuerza por unidad de área. Como tal, tiene las mismas unidades de esfuerzo y, en sentido general, puede considerarse como un tipo de esfuerzo. La *presión absoluta* se refiere al valor absoluto de la fuerza por unidad de área ejercida en la pared que contiene a un fluido. La *presión manométrica* representa la diferencia entre la presión absoluta y la presión atmosférica local. El *vacío* representa la cantidad en que la presión atmosférica excede a la presión absoluta. De estas definiciones se ve que la presión absoluta no puede ser negativa y que el vacío no puede ser mayor que la presión atmosférica local. Vale la pena mencionar que la presión local del fluido puede depender de muchas variables; elevación, velocidad del flujo, densidad de flujo y temperatura, son parámetros de importancia frecuente.

Por lo general, en el sistema inglés de unidades la presión se expresa en *libras/pulgada<sup>2</sup> absoluta (psia)*. La presión manométrica utiliza las mismas unidades y se designa con el símbolo *psig*. La unidad estándar del sistema internacional (SI) para la presión es el newton por metro cuadrado ( $N/m^2$ ) o pascal (*Pa*). La presión se expresa con frecuencia en términos de la altura de una columna de fluido (por ejemplo mercurio), la cual soporta, a una temperatura de  $20^{\circ}C$ . A la presión atmosférica estándar esa altura es de *760 mm de mercurio* que tiene una densidad de  $13.5951 g/cm^3$ .

Algunas unidades de presión y sus equivalencias son las siguientes:

$$\begin{aligned} 1 \text{ atmósfera (atm)} &= 14.696 \text{ libras/pulgada}^2 \text{ absoluta} \\ &= 1.01325 \times 10^5 \text{ N/m}^2 \text{ (Pa)} \\ &= 2,116 \text{ lb-fza/pie}^2 \text{ (lbf/ft}^2\text{)} \end{aligned}$$

$$1 \text{ N/m}^2 = 1 \text{ Pa}$$

$$1 \text{ atm} = 760 \text{ milímetros de mercurio (mm Hg)}$$

$$1 \text{ bar} = 10^5 \text{ N/m}^2 \text{ (100 kPa)}$$

$$\begin{aligned} 1 \text{ microbar} &= 1 \text{ dina/cm}^2 \\ &= 2.089 \text{ lb-fza/pie}^2 \text{ (0.1 Pa)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 1 \text{ mm Hg} &= 1,333.22 \text{ microbar} \\ &= 133.322 \text{ N/m}^2 \text{ (133.3 Pa)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 1 \text{ micrómetro} &= 10^{-6} \text{ m}^2 \text{ de mercurio} \\ &= 10^{-3} \text{ mm de mercurio (mm Hg)} \\ &= 0.133,322 \text{ N/m}^2 \text{ (0.133 Pa)} \end{aligned}$$

$$1 \text{ torr} = 1 \text{ mm Hg}$$

$$\begin{aligned} 1 \text{ pulgada de} \\ \text{mercurio} &= 70.73 \text{ lb-fza/pie}^2 \end{aligned}$$

$$1 \text{ lb/pulgada}^2 = 6,894.76 \text{ N/m}^2 \text{ (6.894 kPa)}$$

La presión de fluido resulta de un intercambio de la cantidad de movimiento entre las moléculas del fluido y la pared del recipiente que lo contiene; pero el intercambio total de la cantidad de movimiento depende de la cantidad de moléculas que chocan con la pared por unidad de tiempo y de la velocidad promedio de las moléculas.

La presión estática, es decir, en estado estacionario, no es difícil de medir con buena exactitud; sin embargo, las mediciones dinámicas son mucho más engañosas, debido a que están muy influidas por las características del fluido que se estudia, así como por la

construcción del dispositivo de medición. En muchos casos, un instrumento de presión que da resultados muy exactos para una medición estática puede no dar indicaciones satisfactorias al realizar las mediciones dinámicas.

La respuesta transitoria de los instrumentos de medición de presiones depende de dos factores:

- 1) la respuesta del elemento transductor que detecta la presión.
- 2) la respuesta del fluido que transmite la presión y la tubería y conexiones, etc.

Por lo general este último factor determina la respuesta global de frecuencia de un sistema de medición de presión y, finalmente, la calibración directa debe descansar en el establecimiento de esta respuesta.

#### Dispositivos para Medición de Presiones

Los dispositivos mecánicos ofrecen los medios más sencillos para medir presiones. En este tema se examinan los principios de algunos de los arreglos más importantes.

El *manómetro para fluidos* es un dispositivo muy usado para la medición de las presiones de estos en condiciones de estado estacionario. Considérese primero el *manómetro de tubo en U* mostrado en la figura 3.48. La diferencia de presión entre el valor desconocido  $p$  y

la atmósfera, se establece como una función de la altura diferencial  $h$ .

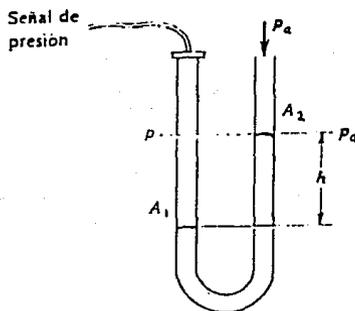


Figura 3.48. Manómetro de tubo en U.

Debe observarse que la distancia  $h$  se mide en forma paralela a la fuerza gravitacional y que el diferencial de presión  $p - p_a$ , se mide en el lugar indicado por la línea punteada. Si la localización de la fuente de presión está a una elevación diferente de este punto, hay un error apreciable en la determinación de la presión, dependiendo de la densidad del fluido transmisor.

Un manómetro del tipo de pozo opera en la misma forma que el manómetro de tubo en U, excepto que la construcción es como se muestra en la figura 3.49.

Por lo común, el *manómetro del tipo de pozo* se llena a un nivel de diferencial cero de presión, y entonces se mide el desplazamiento de la columna pequeña desde este nivel cero.

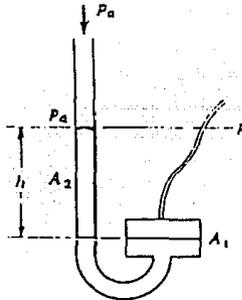


Figura 3.49. *Manómetro tipo de pozo.*

Los *manómetros* pueden inclinarse a fin de alargar la escala y mejorar la legibilidad; por otra parte, pueden emplearse mirillas de vidrio óptico especiales y escalas Vernier, para proporcionar una localización e indicación más exactas de la altura del fluido en el *manómetro*, que las que pueden obtenerse a simple vista. Cuando el fluido en el *manómetro* es mercurio, pueden usarse captosres de reluctancia variable para detectar con exactitud la altura del fluido. Los flotadores de metal especiales también tienen dicha característica con fluidos menos densos no conductores.

Cuando se arregla un *manómetro del tipo de pozo*, como en la figura 3.50, por lo común se le llama *barómetro*. La parte superior de la columna contiene vapor saturado de mercurio a la temperatura local. Esta presión de saturación es despreciable en comparación con la presión atmosférica. El pozo se expone a la presión atmosférica, la altura  $h$  es, por lo tanto, una medición de la presión atmosférica absoluta. Cuando  $p_a = 14.696 \text{ psia (1 atm)}$ , la altura de una columna de mercurio a  $20^\circ\text{C}$  es  $760 \text{ mm}$ .

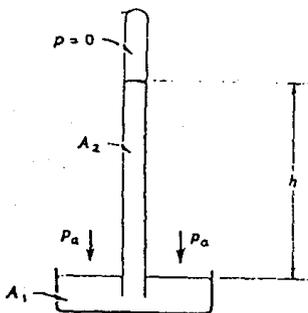


Figura 3.50. Manómetro usado como barómetro.

La columna tiene una escala graduada fija en posición, la cual requiere que el instrumento se ponga a 0 para cada lectura, debido a que el nivel del pozo puede variar con la altura del mercurio en la columna. La puesta a 0 se realiza mediante un tornillo de ajuste que coloca el nivel del pozo en una posición de referencia.

### Manómetro de Presión de Tubo Bourdon

Los *manómetros con tubo Bourdon*, tienen una amplia gama de aplicaciones en mediciones baratas y consistentes de la presión estática. Se fabrican en muchos tamaños (diámetros de 1 a 6 pulgadas) y exactitudes.

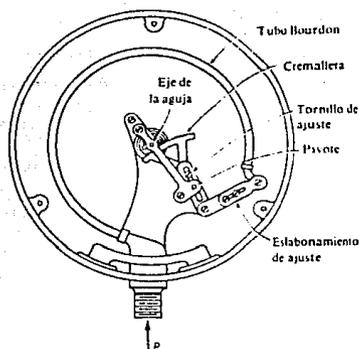


Figura 3.51. Esquema de un manómetro con tubo Bourdon.

La figura 3.51, muestra la construcción de un *manómetro con tubo Bourdon* que por lo general es un tubo con sección transversal elíptica de configuración en forma de C. Cuando la presión se aplica al interior del tubo, resulta una deformación elástica, que, idealmente, es proporcional a la presión. El grado de linealidad depende de la calidad del *manómetro*. El extremo del tubo se conecta a un eslabona

miento cargado con resorte, el cual amplifica el desplazamiento y lo transforma en una rotación angular de la manecilla o aguja. El eslabonamiento se construye de modo que el mecanismo pueda ajustarse para linealidad óptima e histéresis mínima, lo mismo que para compensar el desgaste que puede ocurrir en un período determinado.

### Manómetros de Diafragma y Fuelle

Los *manómetros de diafragma* y *fuelle* representan tipos similares de dispositivos con deformación elástica, útiles para muchas aplicaciones de mediciones de presión. Considérese el diafragma plano sujeto a la presión diferencial  $p_1 - p_2$ , como muestra la figura 3.52. El diafragma tiene una deflexión de acuerdo con este diferencial de presión y la deflexión es detectada por un transductor de desplazamiento apropiado.

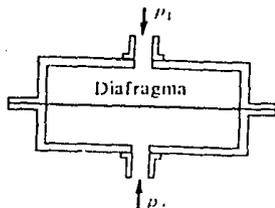


Figura 3.52. Manómetro de diafragma.

La figura 3.53, muestra el esquema de un *manómetro de fuelles*. La fuerza de un diferencial de presión causa un desplazamiento de los fuelles, el cual puede convertirse en una señal eléctrica o pasar por una amplificación mecánica que le permite mostrar la salida en una carátula indicadora.

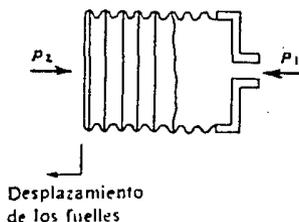


Figura 3.53. *Manómetro de fuelles.*

Por lo general, el *manómetro de fuelles* no es adecuado para medir presiones transitorias, debido al movimiento relativo más grande y a la masa involucrada. El *manómetro de diafragma*, por otra parte, puede ser bastante rígido, aunque en él ocurren desplazamientos más bien pequeños y es adecuado para las mediciones de presión de alta frecuencia.

## Medición de Bajas Presiones

El propósito de este análisis es hacer un comentario sobre los tipos principales de instrumentos de vacío y describir los principios físicos con que operan.

Para mediciones de vacío moderado, pueden emplearse los *manómetros de tubo Bourdon* y diversos *manómetros de diafragma*. Sin embargo, esta sección se ocupa de la medición de presiones bajas que no son accesibles a los *manómetros* convencionales de manera usual. En este sentido, el principal interés se centra en presiones absolutas menores de 1 torr (1 mm Hg, 133 Pa).

### Manómetro McLeod

Este es un *manómetro de mercurio* modificado, que se construye como se muestra en la figura 3.54. El dispositivo móvil se baja, hasta que la columna de mercurio baje de la abertura *O*; entonces, el bulbo *B* y el tubo capilar *C*, quedan a la misma presión que la fuente de vacío *p*. El depósito se eleva subsecuentemente, hasta que el mercurio llene el bulbo y se eleve por el tubo capilar a un punto donde el nivel en el capilar de referencia se localiza en el punto cero.

Los *manómetros McLeod* comerciales, tienen el capilar calibrado en *micrómetros*.

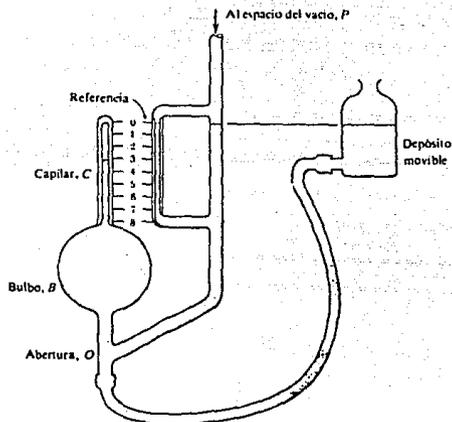


Figura 3.54. Manómetro McLeod.

#### Manómetro de Pirani de Conductividad Térmica.

A bajas presiones, la conductividad térmica efectiva de los gases disminuye. El *manómetro Pirani* es un dispositivo que mide la presión mediante el cambio de conductancia térmica del gas. El *manómetro* se construye como muestra la figura 3.55. Se coloca un filamento calentado eléctricamente en el interior del espacio vacío; la pérdida del calor del filamento depende de la conductividad térmica del gas y de la temperatura del filamento. Mientras más baja es la presión, más baja es la conductividad térmica y, por lo tanto, más alta la temperatura del filamento para determinada entrada de energía

eléctrica. La temperatura del filamento puede medirse con un termopar; pero en el *manómetro Pirani* la medición se efectúa mediante la variación de resistencia del material del filamento (tungsteno, platino, etc.). La medición de la resistencia puede realizarse con un circuito puente apropiado.

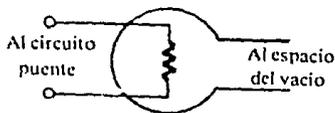


Figura 3.55. *Manómetro Pirani.*

La pérdida del calor del filamento también es un factor de la temperatura ambiente.

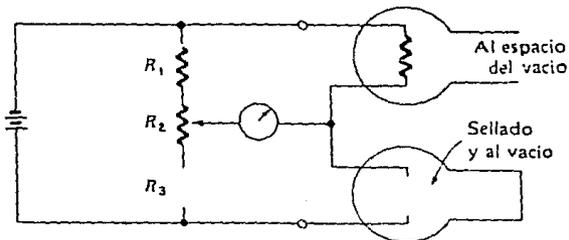


Figura 3.56. *Arreglo de manómetro Pirani, para compensar los cambios de temperatura ambiente.*

En la práctica, se conectan en serie dos *manómetros*, como en la figura 3.56, para compensar las variaciones posibles en las condicio-

nes ambientales. Se hace el vacío en el *manómetro medidor* y se expone a las mismas condiciones ambientales que el *manómetro sellado*. El circuito puente se ajusta (por medio de la resistencia  $R_2$ ) para producir una condición nula. Cuando el *manómetro de prueba* se expone a las condiciones particulares de presión, las deflexiones del puente desde la posición nula se compensan para los cambios de la temperatura ambiental.

### Manómetro Knudsen

Considérese el arreglo mostrado en la figura 3.57.

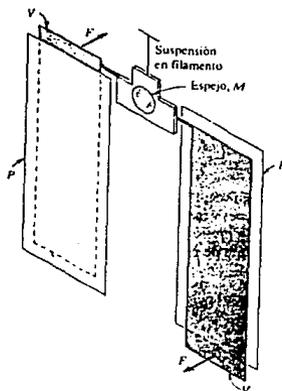


Figura 3.57. Esquema del manómetro Knudsen.

Dos aspas  $V$ , junto con el espejo  $M$ , están montadas en la suspensión del filamento delgado. Cerca de estas aspas están dos placas calientes  $P$ , cada una a una temperatura  $T$ . La distancia entre las dos placas y las aspas es menor que la trayectoria media libre del gas que las rodea. Los calefactores se instalan de modo que la temperatura de las placas sea más alta que la del gas adyacente. Las aspas están a la temperatura del gas. Las moléculas que chocan con las aspas desde las placas calientes tienen una velocidad más alta que las que salen de las aspas, debido a la diferencia de temperatura; por lo tanto, hay una cantidad de movimiento neta impartida a las aspas que se puede medir al observar el desplazamiento angular del espejo. El intercambio total de cantidad de movimiento con las aspas es una función de la densidad molecular, la cual, a su vez, se relaciona con la presión y temperatura del gas.

El *manómetro Knudsen* proporciona una medición absoluta de la presión que es independiente del peso molecular del gas. Adecuado para emplearse entre  $10^{-5}$  y  $10$  micrómetros, también puede usarse como dispositivo de calibración para otros *manómetros* dentro de estos límites.

#### Manómetro de Ionización

Considérese el arreglo mostrado en la figura 3.58. El cátodo caliente emite electrones, que son acelerados por la rejilla cargada positivamente. Conforme los electrones se mueven hacia la rejilla,

producen la ionización de las moléculas de gas mediante colisiones. La placa se mantiene a un potencial negativo, de modo que capta iones positivos y produce la corriente de placa  $i_p$ . Los electrones y los iones negativos son atraídos por la rejilla, produciendo la corriente de rejilla  $i_g$ . La presión del gas es proporcional a la razón entre la corriente de placa y la corriente de rejilla,

$$p = (1/S) \times i_p/i_g$$

donde la constante de proporcionalidad  $S$  se denomina sensibilidad del manómetro. Para el nitrógeno, un valor típico es

$$S = 20 \text{ torr}^{-1} (2.67 \text{ kPa}^{-1})$$

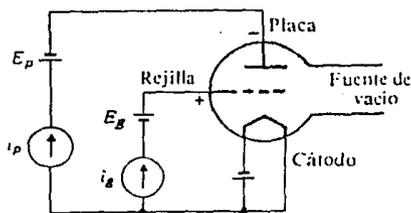


Figura 3.58. Esquema del manómetro de ionización.

Los manómetros de ionización convencionales son adecuados para mediciones entre  $1.0$  y  $10^{-5}$  micrómetros ( $0.13$  a  $1.3 \times 10^{-6}$  Pa) y por lo general, la corriente de salida es lineal entre estos márgenes. A presiones más altas hay el peligro de quemar el cátodo. Los tipos especiales de manómetros de ionización son adecuados para medir presiones hasta de solo  $10^{-12}$  torr ( $0.13$  nPa). Se requieren técnicas

experimentales muy precisas con objeto de obtener las mediciones en estos altos vacíos.

### Manómetro Alfatrón

El *alfatrón* es un *manómetro de ionización radioactiva*. Se muestra en forma esquemática en la figura 3.59.

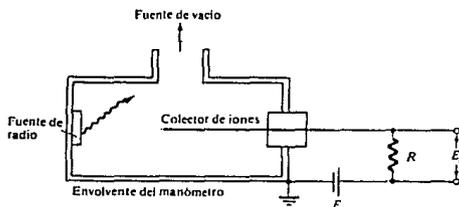


Figura 3.59. Esquema del manómetro alfatrón.

Una pequeña fuente de radio sirve como emisor de partículas alfa. Estas partículas ionizan el gas en el interior del envoltente del *manómetro* y el grado de ionización se determina por la medición del voltaje de salida  $E_o$ . El grado de ionización es una función directa lineal de la presión, entre márgenes más bien amplios de presiones, desde  $10^{-3}$  hasta  $10^3$  ( $0.1$  a  $10^5 Pa$ ). Sin embargo, las características de salida son diferentes para cada tipo de gas usado.

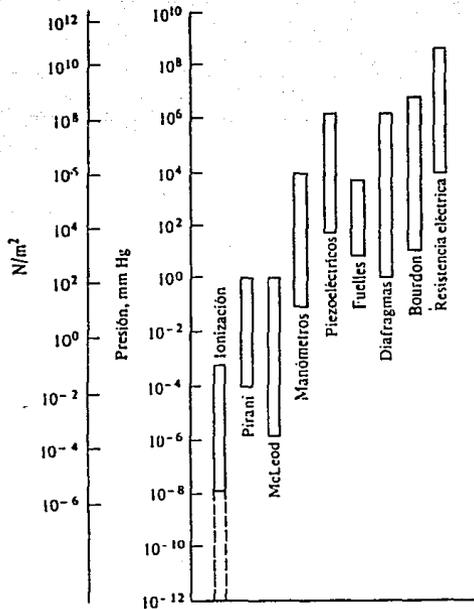


Figura 3.60. Resumen de los límites de aplicación de los manómetros, para la medición de presiones.

La figura 3.60, muestra un resumen conveniente de los márgenes de presión para los cuales se emplean los manómetros descritos.

### Selección del Transductor

De los dispositivos medidores de presión mencionados, algunos no son de tamaño adecuado, otros no cumplen con la característica de portabilidad que se desea y otros están especificados para ser empleados en mediciones de bajas presiones, por lo que tampoco son adecuados para nuestro diseño.

Debido a sus características de: tamaño, sencillez de manejo, portabilidad, respuesta lineal, aislamiento mecánico/fluidico, protección contra corrosión y agentes externos conductivos, robustez de diseño y costo, se eligió emplear un transductor de tipo semiconductor.

Se consideró la línea de sensores de presión *MPX* de *Motorola* que proveen una amplia selección, con rangos de operación de 0 a 2,000 *milibares* y posibilidad de usos en aplicaciones automotivas, biomédicas, comerciales e industriales (ver tabla 3.3). Para cada rango de presiones de operación, se proveen estos sensores en encapsulados híbridos en circuito integrado, para fácil montaje en tarjetas de circuito impreso. Son dispositivos diseñados para proveer alta exactitud y excelente estabilidad. Son fácilmente intercambiables y pueden ser interconectados con sencillez en sistemas de referencia, control y display, incluyendo además compensación de temperatura interna.

La posibilidad de selección incluye:

- Rangos de presión:  
0 a 100, 0 a 500, 0 a 1,000 y 0 a 2,000 milibares.
- Cuatro medidas básicas:  
Diferencial, absoluta, atmosférica y de vacío.
- Tres opciones de chips:  
Sin compensar, de temperatura compensada y calibrado,  
señal condicionada (con un chip amplificador).

DISPOSITIVOS	RANGO DE PRESION mbar Max	ESCALA COMPLETA mV, prom	OFFSET mV, Max	SENSIBILIDAD mV/mbar prom	LINEALIDAD % Esc Comp
<b>- DE SEÑAL CONDICIONADA</b>					
MPX3100	1,000	3,000	600	3	±0.2
<b>- COMPENSADOS/CALIBRADOS</b>					
MPX2010	100	20	±1	0.25	±0.5
MPX2011	100	25	±2	0.25	±0.5
MPX2050	500	40	±1	0.08	±0.1
MPX2051	500	40	±2	0.08	±0.1
MPX2100	1,000	40	±1	0.04	±0.1
MPX2101	1,000	40	±2	0.04	±0.1
MPX2200	2,000	40	±1	0.02	±0.1
MPX2201	2,000	40	±2	0.02	±0.1
<b>- NO COMPENSADOS</b>					
MPX10	100	35	35	0.35	±0.1 *
MPX11	100	50	35	.5	-0.5, +3 *
MPX12	100	55	35	.55	0, +5 *
MPX50	500	60	35	.12	±0.05
MPX51	500	45	35	.09	±0.05
MPX52	500	60	35	.12	±0.3
MPX100	1,000	60	35	.06	±0.05
MPX200	2,000	60	35	.03	±0.05
MPX201	2,000	60	35	.03	±0.1

TABLA 3.3. Sensores de presión de la serie MPX.

De los transductores de presión considerados, se seleccionó para nuestros propósitos al transductor **MPX2200**, que es el adecuado para manejar el rango de presiones posibles en la tropósfera, incluyendo

las más altas montañas y las máximas depresiones, para lo cual se estima un rango de presiones de 393.6 a 1,065 milibares, de donde podemos determinar la posibilidad de aprovechar adecuadamente este transductor.

Como se puede observar en la figura 3.61, el transductor provee voltajes bastante pequeños. Debido a ello, se colocó en su salida un amplificador no inversor de ganancia 200, por medio del cual se obtienen niveles de voltaje adecuados para el *MCU*. La señal de salida de dicha etapa amplificadora, es alimentada a un *multiplexor* (controlado por software desde el *MCU*), por medio del cual se elige entre medición de presión o de temperatura.

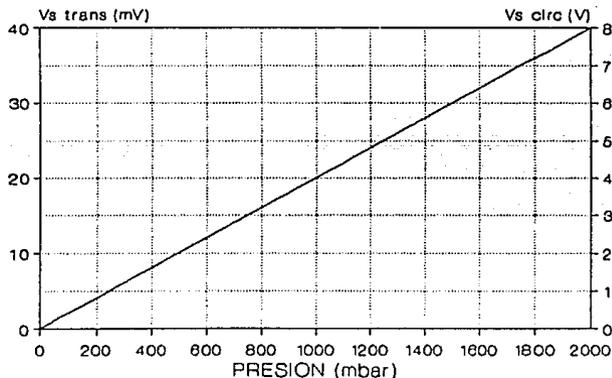


Figura 3.61. Gráfica de presiones sensadas-voltajes de salida, para el sensor de presión MPX22000 y el circuito total del medidor de presión.

En la figura 3.62, se muestra el transductor que ha sido seleccionado, en la figura 3.63, se muestra el diagrama de bloques del circuito externo al *MCU*, empleado para efectuar la medición de presiones y en la figura 3.64 se muestra el correspondiente al circuito electrónico respectivo.

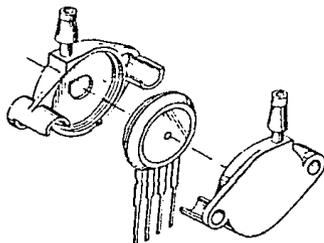


Figura 3.62. Transductor elegido para el medidor de presión.

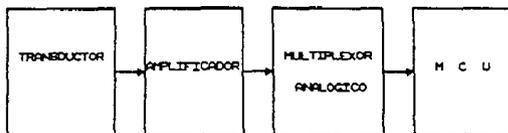


Figura 3.63. Diagrama de bloques del medidor de presión.

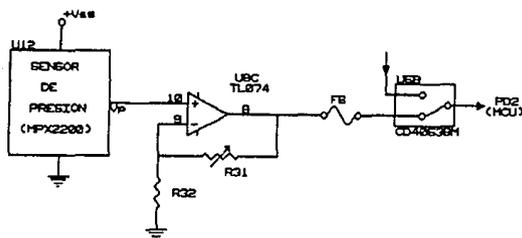


Figura 3.64 Diagrama del circuito electrónico del medidor de presión.

### III.e. Medidor de Dirección y Velocidad del Viento

El término viento es generalmente aplicado a los movimientos del aire que son horizontales y cercanamente paralelos a la superficie de la Tierra; otros movimientos del aire son usualmente designados como corrientes de aire.

Todos los vientos que soplan son el resultado de una misma causa; diferencias de temperatura. Algunas partes de la superficie de la Tierra son más calientes que otras y el aire sobre ellas llega a calentarse, ascendiendo, y dispersándose sobre las regiones vecinas, causando que la *presión barométrica* disminuya sobre la región caliente y aumente sobre las regiones frías. Esta diferencia en presiones barométricas sobre las regiones vecinas, causa que el aire se mueva a lo largo de la superficie de la Tierra de una región de alta a una de baja presión.

El viento posee 3 características que pueden ser medidas: la dirección, la velocidad y la presión que ejerce sobre una superficie, interesándonos para nuestro diseño, las 2 primeras.

#### Dirección del Viento

Los vientos pueden en el curso de un año generalmente soplar en diferentes direcciones. Un viento es usualmente designado por la

dirección de donde sopla. El dispositivo que determina la dirección del viento llamado *veleta*, fue probablemente uno de los primeros dispositivos meteorológicos. Las *veletas* han sido usadas en una gran variedad de diseños a veces sirviendo más como un ornamento que como un instrumento científico. Durante la edad media fueron utilizadas como parte de los ornamentos en las torres de las iglesias y otros edificios altos y en ocasiones adornando los mástiles de los barcos.

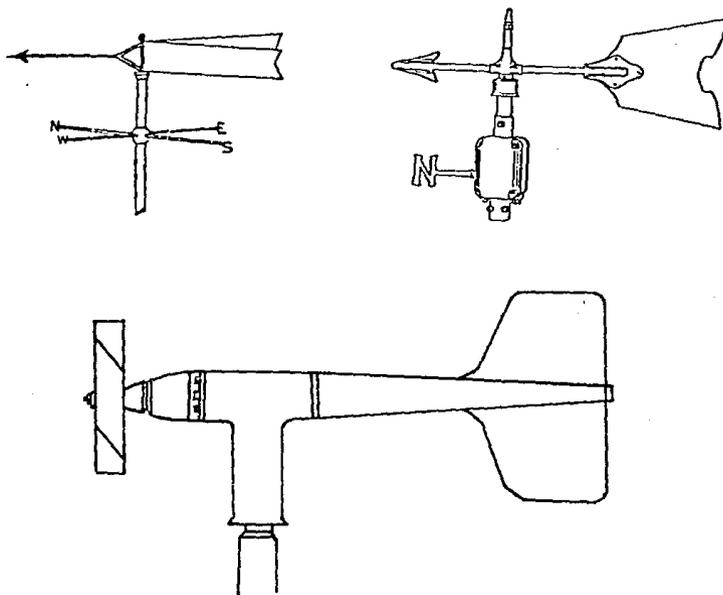


Figura 3.65. Diferentes tipos de veletas.

En la figura 3.65, se muestran diferentes tipos de *veletas* que han sido usados por muchos años en los centros meteorológicos, siendo en ocasiones utilizadas al mismo tiempo para algunos tipos de *anemómetros*, como el de presión o de rotación.

Cuando una *veleta* es diseñada y equipada para dar registro continuo de la dirección del viento, es también conocida como un *anemoscopio* y normalmente es colocado entre 3 y 10 metros de altura y además es instalada en una posición inicial con dirección norte.

Entre las características que deben tener dichas *veletas* tenemos las siguientes:

- Ligeras de peso, para que la *veleta* tenga un momento de inercia bajo y responda bien a cambios rápidos en la dirección del viento, sin un sobregiro excesivo.
- Un balance correcto, que prevenga un empuje lateral en los rodamientos e impida la tendencia a un movimiento en una sola dirección, si el eje de rotación no está exactamente vertical.
- Buenos rodamientos, para que la *veleta* gire libremente con vientos ligeros.
- Suficiente tamaño y forma correcta, para dar un adecuado giro con vientos ligeros.

### Rosa de los Vientos

Es un diagrama que señala los puntos cardinales además del número o proporción de vientos que soplan en cada una de las principales direcciones, siendo representados por la longitud de la línea respectiva, convergiendo hacia el centro del círculo. El número en el cír-

culo central da el número de casos en los que no hubo viento.

Otra forma de la *rosa de los vientos* ha sido introducida, mostrando con la longitud de las líneas, la frecuencia de los vientos de las diversas direcciones y por su grosor la fuerza de ellos, respecto a una escala dada.

Normalmente la correspondencia que hay entre los grados de un círculo y las direcciones en la brújula de una *rosa de los vientos*, es la que se muestra en la tabla 3.4.

<u>Direcciones de la brújula</u>	<u>Grados</u>
N	350, 360, 10
NNE	20, 30
NE	40, 50
ENE	60, 70
E	80, 90, 100
ESE	110, 120,
SE	130, 140
SSE	150, 160
S	170, 180, 190
SSW	200, 210
SW	220, 230
WSW	240, 250
W	260, 270, 280
WNW	290, 300
NW	310, 320
NNW	330, 340

Tabla 3.4. *Correspondencia entre las direcciones de la rosa de los vientos y los grados de un círculo.*

Entre los anemoscopios conocidos tenemos los siguientes:

- Anemoscopio de Levas

Su funcionamiento se basa en un arreglo sobre un solo eje de cuatro levas, las cuales cierran contactos de un circuito eléctrico para señalar las direcciones del viento en cualquier momento, como se muestra en la figura 3.66.

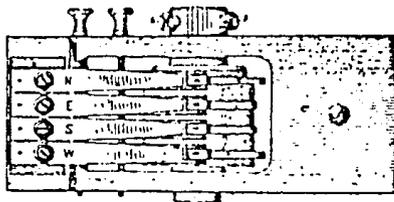


Figura 3.66. Mecanismo de levas para anemoscopio.

- Anemoscopio "Selsyn Motor".

Este medidor posee un motor de autosincronía, donde la veleta está montada sobre un eje, el cual es continuación del eje de un motor de inducción. El indicador o parte registradora es una aguja montada sobre el eje de otro motor similar. Los rotores de ambos motores tienen sus contactores conectados juntos y los estatores de ambos conectados a la misma fuente de corriente interna; de donde

ambos rotores girarán en forma conjunta. Cuando el rotor donde está montada la veleta es movido por el aire, el rotor donde se encuentra montada la aguja indicadora gira al mismo tiempo, proporcionando una indicación de la dirección del viento.

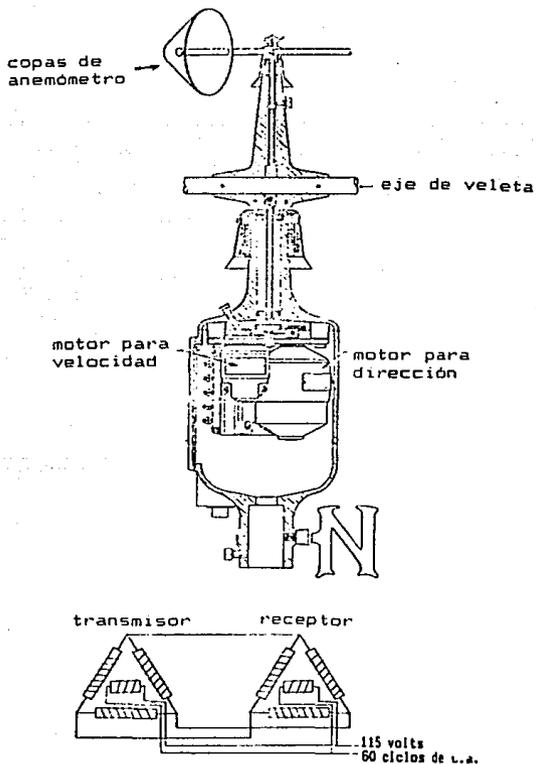


Figura 3.67. Circuito de motor de auto-sincronía.

#### - Anemoscopio de Potenciómetro

En este, la *veleta* utiliza un conductor plástico de precisión tipo potenciómetro montado en la parte baja de la estructura principal. El eje vertical que sostiene la *veleta*, está soportado sobre baleros de bolas y conectado al potenciómetro por medio de un acoplamiento flexible. El potenciómetro requiere de una fuente de voltaje regulada o de una batería externa. Con un voltaje constante aplicado al potenciómetro, el voltaje de salida es directamente proporcional al ángulo de azimut de la dirección del viento. El registro de dicha dirección se hace por medio de un medidor galvanómetro o de un circuito electrónico para presentar la dirección digitalizada, al hacer que el potenciómetro modifique el valor *RC* de un oscilador, contando a continuación los pulsos generados.

#### - Anemoscopio Digital

El principio de operación de este instrumento se basa en que el eje vertical donde está montada la *veleta*, tiene en su parte inferior un disco codificado en *código Grey* y un sensor optoelectrónico con determinado número de bits, dependiendo de la resolución deseada para determinar la dirección.

Al girar la *veleta*, el sensor optoelectrónico detectará el código que representa la dirección del viento, el cual será mandado a una interfase que convertirá dicho código a una dirección en grados o un

código alfanumérico, representando así la dirección registrada.

### Velocidad del Viento

La velocidad el viento puede ser establecida como la rapidez con que este pasa por un punto dado. Esto es usualmente muy irregular, sujeto a cambios repentinos, especialmente cercanos a la superficie de la Tierra. Es de interés para el meteorólogo la medición de dicha velocidad y designarla por un nombre tal como calma, brisa, viento, tormenta, ventarrón, o huracán.

El instrumento que nos permite determinar dicha velocidad es llamado comúnmente *anemómetro* y generalmente se dividen en tres tipos: de *deflexión*, de *rotación* y de *presión*.

### Anemómetro de Deflexión

Dicho instrumento es de una forma simple y consiste en una delgada placa suspendida en su parte superior y libre para girar. La placa es movida por una *veleta* para que esté siempre de cara al viento. La cantidad de deflexión experimentada por la placa es indicada por un arco graduado colocado abajo de esta. Dicho arco puede ser graduado para dar una medición aproximada de la velocidad del viento. El ángulo de deflexión de la placa es una función no lineal de la velocidad del viento y la escala no está dividida en partes iguales.

presentando divisiones mayores para el registro de las velocidades bajas.

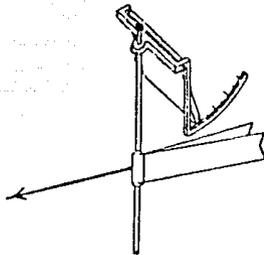


Figura 3.68. Anemómetro de deflexión.

#### Anemómetro de Rotación

Dentro de los *anemómetros rotacionales*, tenemos el *anemómetro de Robinson*, que consiste en tres o cuatro medias esferas huecas montadas sobre brazos con libertad de giro.

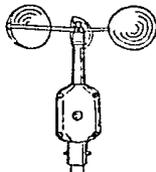


Figura 3.69. Anemómetro de Robinson.

El de cuatro copas fue formalmente usado, pero la mayor precisión se obtiene con el *anemómetro de tres copas*, en el que su velocidad rotacional es proporcionalmente más cercana a la velocidad del viento. Dicha velocidad rotacional puede medirse por medio de un tacómetro calibrado, para indicar la velocidad del viento.

Dentro de la gran variedad de tacómetros que existen podemos mencionar los siguientes:

- *Tacómetro Mecánico*; el más utilizado, es el típico contador de revoluciones empleado para medir localmente la velocidad de rotación de toda clase de dispositivos giratorios. Este contador consiste básicamente de un eje elástico que al girar mueve a través de un tren de engranes al indicador de la velocidad rotacional del eje que será representativa de la velocidad del viento.
- *Tacómetro Centrifugo*; se basa en el volante centrifugo clásico empleado inicialmente en las calderas de vapor.

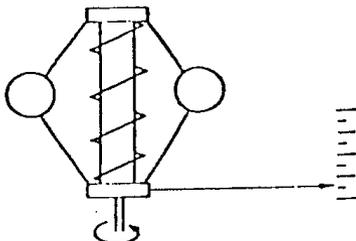


Figura 3.70. Tacómetro centrífugo.

Dos pesos rotativos articulados a un eje giratorio aumentan su radio de giro debido a la fuerza centrífuga y comprimen un resorte. La medida de la compresión del resorte leída en una escala, representa la velocidad de giro del eje. La velocidad límite que pueden medir estos instrumentos es de más de 40,000 r.p.m., con una precisión de  $\pm 1\%$ .

- **Tacómetro Eléctrico de Corrientes Parásitas;** Estos dispositivos, emplean un transductor que produce una señal analógica o digital, como conversión de la velocidad de giro del eje; haciendo girar un imán dentro de una copa de aluminio. El giro del imán induce corrientes parásitas en el aluminio, que crean un par resistente proporcional a la velocidad. Un resorte frena el cabezal del aluminio quedando este en una posición que se señala en un dial. El campo de medida es de 0 a 15,000 r.p.m.

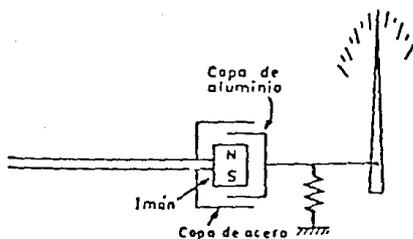


Figura 3.71. Tacómetro de corrientes parásitas.

- *Tacómetro de Corriente Alterna*; consiste en un estator bobinado multipolar, en que el rotor dotado de imán permanente induce una corriente alterna. Un voltímetro señala la corriente inducida y por lo tanto el giro en r.p.m. del eje en el dispositivo.

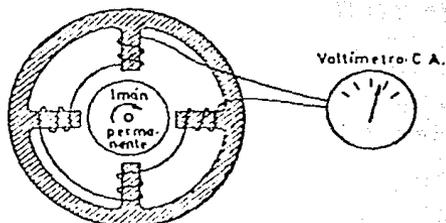


Figura 3.72. Tacómetro de corriente alterna.

- *Tacómetro de Corriente Continua o Dinamo*; consiste en un estator de imán permanente y un rotor con un entrehierro uniforme. La tensión continua recogida en las escobillas del rotor, es proporcional a la velocidad en r.p.m. de los dispositivos. Esta tensión puede leerse en un voltímetro indicador o bien alimentar un instrumento potenciométrico a través de una resistencia divisora de tensión. La precisión en la medida alcanza  $\pm 0.5\%$  para velocidades que llegan hasta las 6,000 r.p.m.

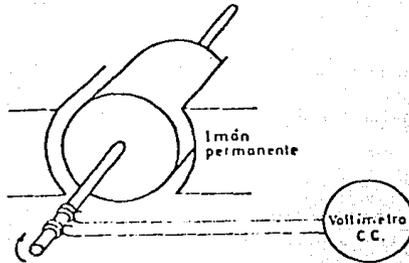


Figura 3.73. Tacómetro de corriente continua.

- **Tacómetro de Frecuencia o Frecuencímetro;** mide la frecuencia de la señal de corriente alterna captada por los transductores de tipo electromagnético (magneto y reed switch, de efecto Hall), capacitivo u óptico que dan impulsos cuyo número es proporcional a la velocidad de giro del aparato.

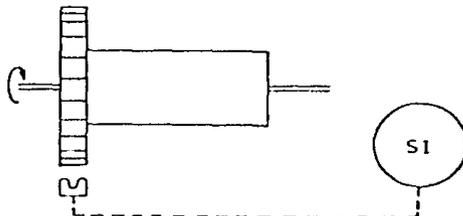


Figura 3.74. Tacómetro de frecuencia.

El transductor no tiene contacto mecánico con el eje de giro. La medida de la frecuencia puede pasarse a un contador electrónico basado en la medida de las revoluciones por unidad de tiempo.

### Anemómetro de Presión

Este emplea un tubo de entrada del aire, conocido como tubo de Pitot, que se encuentra colocado en la veleta que lo mantiene de cara al viento. Cuando el viento sopla en la boca del tubo, la presión interna es mayor que la externa. Esta diferencia de presiones es una función de la velocidad y puede ser expresada con gran aproximación por medio de la fórmula:

$$p_1 - p_2 = kdv^2$$

donde:  $p_1$  = presión dentro del tubo  
 $p_2$  = presión fuera del tubo  
 $v$  = velocidad del aire  
 $d$  = densidad del aire  
 $k$  = constante que depende de las características del tubo.

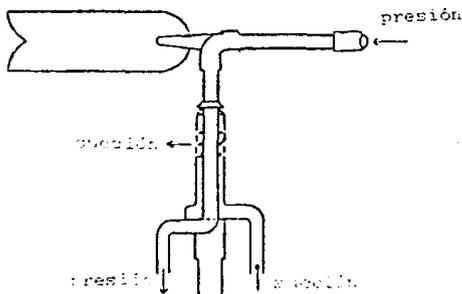


Figura 3.75. Anemómetro de presión.

Además de los anteriores, existen otro tipo de *anemómetros* descritos a continuación:

#### Anemómetro de Alambre Caliente

Es un dispositivo que se usa con frecuencia en trabajos de investigación para estudiar las condiciones de flujo que varían con rapidez. Se calienta electricamente un alambre delgado que se coloca en la corriente del flujo, la tasa de transferencia de calor del alambre puede expresarse como:

$$q = (a + bu^{0.5})(T_w - T_l)$$

donde:  $T_w$  = temperatura del alambre

$T_l$  = temperatura libre de la corriente del fluido

$u$  = velocidad del fluido

$a$ ,  $b$  = constantes obtenidas mediante una calibración del dispositivo.

La tasa de transferencia de calor también debe darse por:

$$q = i^2 R_w \\ = i^2 R_0 (1 + c(T_w - T_0))$$

donde:  $i$  = corriente eléctrica

$R_0$  = resistencia del alambre  
a la temperatura de referencia  $T_0$

$c$  = coeficiente de temperatura de la resistencia.

Para propósitos de medición, el alambre caliente se conecta a un circuito puente, como se muestra en la figura 3.76. La medición de la

caída de voltaje en el resistor estándar  $R_s$ , determina la corriente, y la resistencia del alambre se establece por medio del circuito puente. Con  $i$  y  $R_w$  determinadas, se calcula la velocidad del flujo con las ecuaciones anteriores.

Cuando se emplea el alambre caliente para medir patrones del flujo que cambian con rapidez, debe tomarse en cuenta la respuesta transitoria de las características de resistencia térmica y eléctrica del alambre. La respuesta del alambre depende del ángulo de la velocidad de flujo con el eje del alambre.

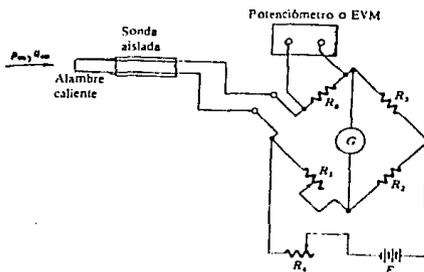


Figura 3.76. Anemómetro de alambre caliente.

### Anemómetro Laser de Efecto Doppler

Se ha visto como los métodos ópticos de registro del flujo, ofrecen la ventaja de que no lo alteran durante el proceso de medi-

ción. El *anemómetro laser* es un dispositivo que ofrece las ventajas de los métodos ópticos al no alterar las mediciones, al mismo tiempo que permite mediciones cuantitativas muy precisas de las velocidades. Por otra parte, tiene una respuesta rápida y es adecuado para medir fluctuaciones turbulentas de alta frecuencia.

El rayo laser se afoca a un pequeño elemento de volumen en el flujo mediante una lente. Con objeto de que funcione el dispositivo, el flujo debe contener algún tipo de partículas pequeñas para dispersar la luz, la que debido a tal efecto, experimenta un corrimiento Doppler en frecuencia, directamente proporcional a la velocidad del flujo. El filtro de densidad neutro, reduce la intensidad de la porción, sin dispersar el haz, y entonces se recombina con el haz dispersado a través del divisor de haz.

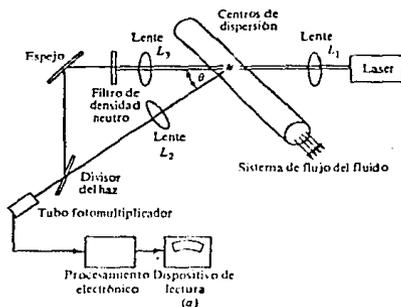


Figura 3.77. *Anemómetro laser de efecto Doppler.*

El dispositivo de *anemómetro laser* debe construirse de manera que los haces directos y dispersado viajen por la misma trayectoria óptica, de modo que en el tubo fotomultiplicador se observe una interferencia proporcional al corrimiento de frecuencia. Este corrimiento da una indicación de la velocidad del flujo. Con objeto de recuperar los datos de velocidad de la señal del fotomultiplicador se deben emplear técnicas electrónicas de gran complejidad para el procesamiento de la señal. Se han desarrollado *anemómetros laser* que miden más de una componente de velocidad al mismo tiempo, pero las técnicas ópticas y de procesamiento electrónico de la señal llegan a ser bastante complejas y costosas.

#### Dispositivos Seleccionados

Tomando en cuenta las características de los instrumentos detallados con anterioridad, se han seleccionado los siguientes:

#### Diseño del Anemoscopio

Haciendo un análisis comparativo de las tecnologías existentes, determinamos que el de levas es obsoleto, el "selsyn motor" demasiado complicado para nuestras necesidades y por último el de potenciómetro tendría demasiada sensibilidad en cuestión del rango o dirección que deseamos detectar. Por lo tanto nos bastará uno de tipo optoelectrónico o digital (que es además económico), de solo cuatro bits para

Las 16 direcciones que tenemos en la rosa de los vientos.

Haremos uso de una *veleta* de la compañía *R.M. Young Company*, modelo *630IA* mostrada en la figura 3.79, la cual tiene las dimensiones apropiadas para nuestro módulo portátil y que ha venido siendo utilizada en la estación meteorológica de la Ciudad de México, con buenos resultados en cuanto a su respuesta al direccionamiento.

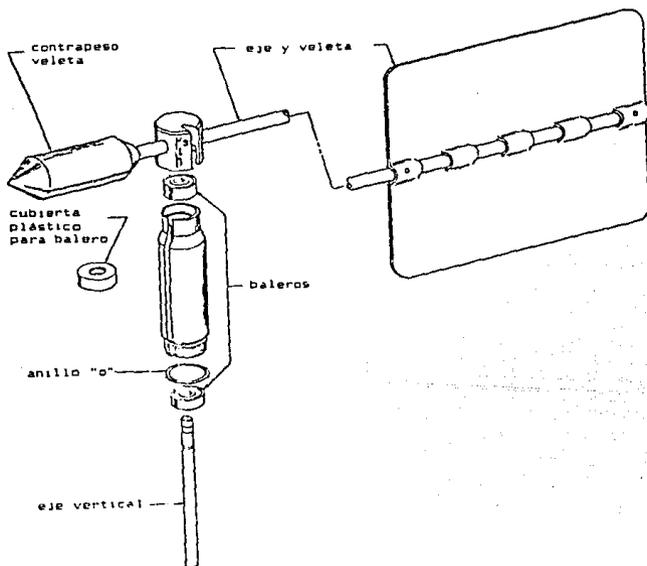


Figura 3.78. *Veleta seleccionada para el diseño.*

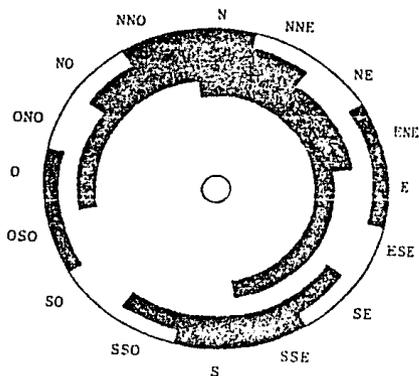


Figura 3.79. Disco codificado en código Grey.

DEC	G <sub>3</sub>	G <sub>2</sub>	G <sub>1</sub>	G <sub>0</sub>	DIRECCION	HEX
0	0	0	0	0	N	0
1	0	0	0	1	NNE	1
2	0	0	1	1	NE	3
3	0	0	1	0	ENE	2
4	0	1	1	0	E	6
5	0	1	1	1	ESE	7
6	0	1	0	1	SE	5
7	0	1	0	0	SSE	4
8	1	1	0	0	S	C
9	1	1	0	1	SSO	D
10	1	1	1	1	SO	F
11	1	1	1	0	OSO	E
12	1	0	1	0	O	A
13	1	0	1	1	ONO	8
14	1	0	0	1	NO	9
15	1	0	0	0	NNO	8

Tabla 3.5. Código Grey.

Utilizaremos un disco codificado en código Grey que se muestra en la figura 3.79. Usando este código (ver tabla 3.5), unicamente se requerirá la detección del cambio de un bit, para determinar el cambio de dirección. El disco estará acoplado al eje de la *velleta*, y sus dimensiones dependerán del sensor optoelectrónico a utilizar.

El diagrama de bloques del circuito externo al *MCU* para la medición de la dirección del viento, se muestra en la figura 3.80.

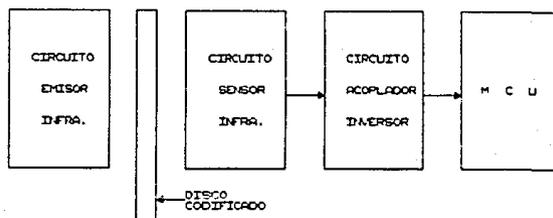


Figura 3.80. Diagrama de bloques del circuito de anemoscopio.

El circuito emisor constará de un arreglo de 4 LEDs de luz infrarroja del tipo *TIL 32* y el circuito sensor de 4 fototransistores del tipo *TIL 78*, los cuales son compatibles dimensional y espectralmente. También tendremos un circuito *SN74132* que nos evitará oscilaciones en los pulsos de salida del sensor durante los cambios de código, a la vez que invertirá la salida del fototransistor; corres-

pondiendo así al código de la dirección del viento que se está registrando. Este código entrará al puerto digital B del *MCU*, cuando se solicite la medición a través de teclado; llevándose a cabo la rutina de software correspondiente, para poder presentar en display el código alfanumérico de la dirección del viento medida. El circuito electrónico correspondiente a esta etapa del diseño, se muestra en la figura 3.81. La información técnica de los componentes utilizados, se encuentra en el apéndice A.

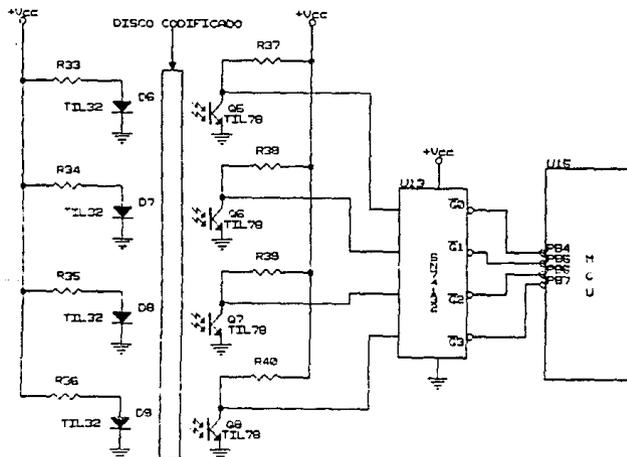


Figura 3.81. Circuito electrónico del anemoscopio.

## Diseño del Anemómetro

Analizando las características de los *anemómetros* antes descritos encontramos: que los de deflexión son obsoletos; con los de presión se tendría que hacer un análisis exhaustivo (que no es el principal objetivo de este trabajo), para determinar las dimensiones del tubo de Pitot, además de que la velocidad del aire estaría influenciada por la densidad del mismo y con falta de sensibilidad a velocidades mayores a 60 m/seg; los de filamento caliente son imprácticos para el rango de velocidad a medir, ya que para bajas velocidades su sensibilidad es mínima y quizá tendríamos que detectar variaciones de décimas de grado; en el de láser como hemos mencionado los detectores resultan demasiado costosos. Por lo tanto, empleamos un *anemómetro de rotación*, de entre los cuales nos inclinamos por los del tipo frecuencímetro con transductor optoelectrónico, para seguir una misma línea de diseño, con la variante de utilizar un convertidor frecuencia/voltaje, en que la salida analógica será procesada por el Microcomputador, simplificando al mismo tiempo su programación, así como minimizando los aspectos mecánico y económico.

Utilizaremos un *anemómetro de 3 cazoletas* (llamado de Robinson) de la compañía *R. M. Young*, modelo 6101, que se muestra en la figura 3.83 y tiene las dimensiones apropiadas. Este modelo de *anemómetro* es utilizado actualmente con eficiencia en la *estación meteorológica del observatorio de la Ciudad de México*.

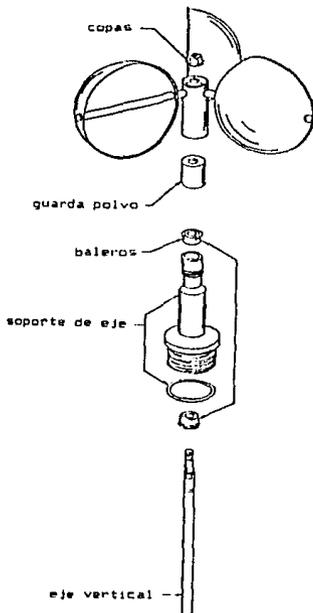


Figura 3.82. Dispositivo seleccionado para el diseño del anemómetro.

En la figura 3.83, se muestra la gráfica de respuesta del dispositivo seleccionado. Dicho dispositivo nos proporciona una velocidad de giro de 3,600 r.p.m., para una velocidad del viento de 45.3 m/seg (163.1 Km/h), que será el valor máximo a medir.

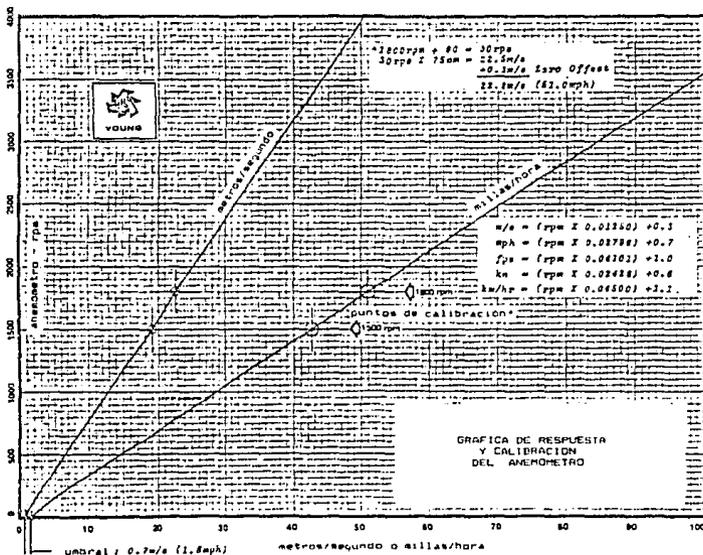


Figura 3.83. Gráfica de respuesta del dispositivo empleado en el anemómetro.

En el eje de giro del anemómetro se colocará un disco con 100 cortes, que dará como resultado una frecuencia correspondiente de 6,000 Hertz, para el valor máximo mencionado.

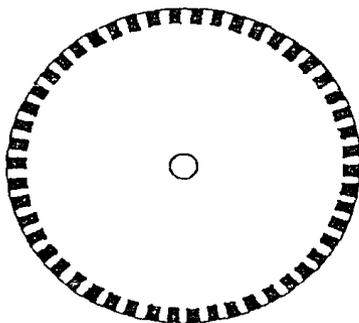


Figura 3.84. Disco con cortes utilizado para el anemómetro.



Figura 3.85. Diagrama de bloques del circuito de anemómetro.

El diagrama de bloques del circuito externo al *MCU* dedicado a la medición de la velocidad del viento, se muestra en la figura 3.85.

El sensor optoelectrónico será del tipo *TIL 138*, que en su fabricación consta de un emisor infrarrojo *TIL 32* y un sensor *TIL 78*. Posteriormente el circuito acoplador se hará por medio de un transistor *2N2222*, para que los pulsos de salida lleguen finalmente al convertidor de frecuencia/voltaje *LM2917*, el cual posee un linealidad de *0.3%* y un voltaje máximo de diseño de *5 V* para la máxima velocidad permisible a medir, correspondiente a *3,600 r.p.m.* (*45.3 m/seg*). Este voltaje entrará al *MCU* por el puerto *D*, para ser convertido a una palabra digital cuando se solicite por teclado una medición de velocidad del viento, por medio de la rutina correspondiente de software; la cual tendrá el factor de conversión adecuado para presentar en display la velocidad medida.

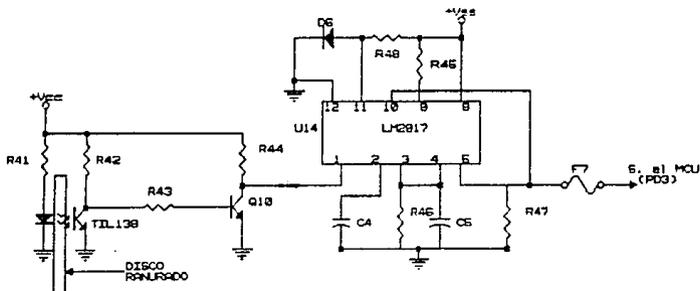


Figura 3.86. Circuito electrónico para el anemómetro.

El circuito electrónico diseñado para el detector de velocidad del viento, se muestra en el diagrama de la figura 3.86. La información técnica acerca de los componentes utilizados, se encuentra en el apéndice A.

CAPITULO IU

CIRCUITO MICROCOMPUTADOR  
( MCU )

## CIRCUITO MICROCOMPUTADOR

( M C U )

### IV.a. Principios de Operación y Características

#### Introducción a la familia M6805 HM05/M146805 CMOS

La continua evolución tecnológica en microprocesadores y microcomputadoras, ha llevado a crear mayor cantidad de dispositivos más complejos y más poderosos, que presentan características tanto de grandes computadoras (*mainframes*), como de minicomputadoras. La experiencia ganada durante dicha evolución, ha enriquecido grandemente la experiencia necesitada para diseñar dispositivos de bajo y medio rango más poderosos. Al emplear las características de arquitectura de las computadoras *mini* y *mainframe*, tanto el *hardware* como el *software* de los circuitos microprocesadores y microcomputadores, ha llegado a ser regular y versátil sin dejar de ser relativamente sencillo.

Los requerimientos del mercado de microprocesadores de bajo costo, medio rango y orientados hacia el control, pueden ser cubiertos con las familias de microcomputadores (MCU) y microprocesadores (MPU) M6805 HM05/M146805 CMOS, las cuales son las primeras en proveer las capacidades en *software* y *hardware* de las más avanzadas computadoras para tal mercado. Anteriormente los diseñadores y fabricantes, habían de decidir entre no emplear procesadores en absoluto, o utili-

zar procesadores que funcionaban más como una calculadora que como una computadora.

Todos los miembros de la familia **M6805 HMOS/M146805 CMOS** de microprocesadores y microcomputadores, son diseñados alrededor de un núcleo común que consiste en: **CPU**, **timer**, oscilador, **ROM** (**EPRON**, con o sin ventana para borrado), sección de control (para interrupciones y reinicio), y cantidades variables de líneas de entrada/salida bidireccionales. Además de este núcleo común, pueden añadirse otros componentes tales como: memoria adicional, convertidor analógico digital, circuitos de amarre de fase (**PLL** en el **MC6805E3**), y líneas adicionales de entrada/salida. Hasta fechas recientes, este versátil diseño de núcleo central, ha generado 11 diferentes dispositivos de la familia **M6805 HMOS** y cuatro en la familia **M146805 CMOS**. Estos 15 diferentes miembros, permiten al usuario, elegir el dispositivo más adecuado para su particular aplicación. El variado número de dispositivos, evita tener que pagar por una característica incluida que no se requiere, o hacerlo para añadir externamente una característica que se requiere y no esta incluida.

La arquitectura y el conjunto de instrucciones de la familia **M6805 HMOS/M146805 CMOS**, son muy similares a los del **MC6800**. Cualquier programador que ha trabajado con el **MC6800**, puede obtener una eficiencia equivalente, con la familia **M6805 HMOS/M146805 CMOS** en un tiempo relativamente corto. Como resultado de la optimización de su arquitectura, en algunos aspectos, la familia **M6805 HMOS/M146805 CMOS** es más poderosa que la **MC6800** (dependiendo de la aplicación).

### El Circuito Microcomputador *MC68705R3*

El circuito microcomputador elegido para el presente diseño, es el *MC68705R3*, que es un componente tipo *HMOS*, con memoria *EPROM* de la familia antes mencionada. El tipo de memoria *EPROM* programable por usuario, permite realizar cambios al programa y aplicaciones de bajos volúmenes de producción en comparación con las versiones enmascaradas programables en fábrica. Las versiones de *MCU* con memoria *EPROM* reducen también los costos de desarrollo y tiempo de evaluación de prototipos en comparación con las *ROM enmascaradas*.

El circuito microcomputador *MC68705R3*, maneja un *bus* interno de 8 bits y contiene: *CPU*, reloj interno, memoria *EPROM*, programa de autocarga (*bootstrap*) residente en *ROM*, memoria *RAM*, 4 puertos de entrada/salida (*I/O*) digital, convertidor analógico/digital (*A/D*) y contador de tiempo (*timer*). Debido a estas características, ofrece al usuario medios económicos para el diseño de prototipos de evaluación de equipos que contendrán algún otro tipo de *MCU* de la misma familia sin memoria *EPROM*, o para producciones piloto y de bajo volumen.

Debido a lo completo del circuito en cuanto a componentes internos, que facilitan la labor, y en especial a la presencia del convertidor *A/D* (hasta 4 entradas analógicas), y a la memoria *EPROM*, así como al bajo costo del dispositivo, se eligió al *MC68705R3* como parte medular de la estación meteorológica portátil, cuyo diseño nos ocupa.

Este dispositivo contiene circuitos de protección contra entradas que puedan ocasionar algún daño debido a los altos voltajes provocados por la estática o campos eléctricos, sin embargo se deben tomar precauciones para evitar estos altos voltajes. Para propósito de operación es recomendable que  $V_{in}$  y  $V_{out}$  sean forzados a tener valores dentro del rango de  $V_{ss}$  a  $V_{cc}$ .

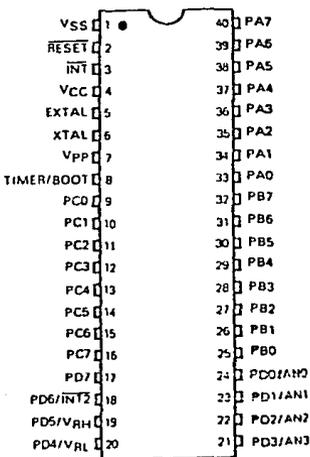


Figura 4.1. Terminales del MCU MC68705R3.

El circuito integrado *MC68705R3*, se muestra en la figura 4.1, en donde se pueden apreciar la distribución de las terminales, respecto a las señales de entrada y salida aplicables a este dispositivo. A

continuación se describen dichas señales:

$V_{cc}$  y  $V_{ss}$ .- Son las señales de alimentación;  $V_{cc}$  alimentación positiva y  $V_{ss}$  es tierra.

$\overline{INT}$ .- Señal externa que asigna un evento de interrupción asíncrona al procesador. puede ser usada también, junto con la instrucción  $BIL$  y  $BIH$ .

$XTAL$  y  $EXTAL$ .- Estas señales permiten la conexión con el reloj interno del circuito oscilador. Un cristal, una resistencia, o una señal externa, pueden ser conectados a estas terminales para conformar un sistema que genere las señales de reloj.

$TIMER/BOOT$ .- Entrada externa empleada para el control del circuito del  $timer$ . Esta terminal también detecta un nivel de voltaje alto usado para el programa de autocarga o  $bootstrap$ .

$\overline{RESET}$ .- Esta terminal tiene una entrada  $schmitt trigger$ , para asegurar un nivel apropiado. El  $MCU$  puede ser inicializado o puesto en estado de  $reset$ , al enviar un pulso bajo a esta terminal.

$V_{pp}$ .- Esta terminal es usada para habilitar la programación de la memoria  $EPRAM$ .

Líneas de entrada/salida.- ( $PA_0-PA_7$ ,  $PB_0-PB_7$ ,  $PC_0-PC_7$ ,  $PD_0-PD_7$ ).

Estas 32 líneas están ordenadas dentro de cuatro puertos de

bits. Cada línea de los puertos *A*, *B* y *C* son programables como entradas o salidas, bajo control en *software*, por medio del *registro de dirección de datos (DDR)*. El puerto *D* cuando el convertidor *A/D* es usado, tiene cuatro entradas analógicas, más dos entradas para voltajes de referencia (*VRH*, *VRL*), una entrada *INT2*, y de 1 a 8 entradas digitales. Todas las líneas del puerto *D* pueden ser directamente leídas y usadas como entradas digitales. Si cualquier entrada analógica es usada, entonces el voltaje de referencia (*VRH* y *VRL*) debe ser usado en el modo analógico.

## Memoria

El *MCU MC68705R3*, cuyo mapa de memoria se muestra en la figura 4.2, es capaz de direccionar 4,096 bytes de memoria y registros de entrada/salida con el *contador de programa*. El *MCU* tiene implementados 4,093 bytes de estas localidades de la siguiente forma:

En *EPROM*

3,776 bytes para programa y datos de usuario.

1 byte para *registro opcional de enmascarado (MOR)*.

En *ROM*

191 bytes para el programa de autocarga (*bootstrap*).

En RAM

112 bytes para datos de usuario.

7 bytes para *entrada/salida*.

2 registros del *timer*.

2 registros del convertidor A/D.

1 registro *misceláneo*.

1 byte para *registro de control del programa (PCR)*.

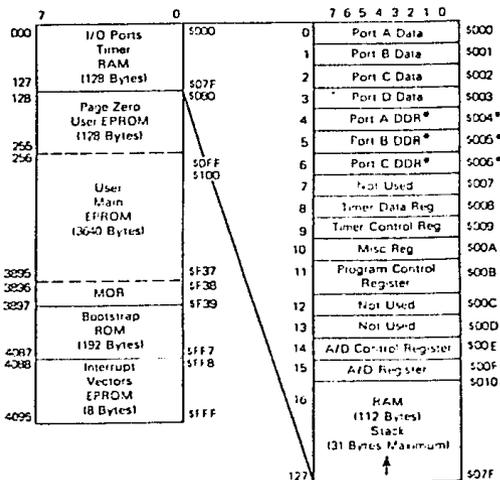


Figura 4.2. Mapa de memoria del MC68705R3.

La *EPROM* de usuario se localiza en dos áreas; la principal en las localidades \$080 a \$F37, mientras que la secundaria de 8 bytes y que está reservada para vectores de interrupción/reset, está en las localidades \$FF8 a \$FFF. El *registro de opción de máscara* en la localidad \$F38 completa el total.

El *MCU* usa 13 de 16 localidades bajas de memoria para el control del programa, características de entrada/salida tales como puertos y direcciones de las terminales de los mismos, el *timer* y registros del *convertidor A/D*. Los 112 bytes de *RAM* incluyen 31 bytes para el *stack*. El área del *stack* es usada durante el proceso de interrupción y llamadas a subrutina.

#### Unidad Central de Proceso (*CPU*)

El *CPU* de la familia *M6805* es implementado independientemente de la configuración de entrada/salida o memoria. Consecuentemente, puede ser tratado como una central de procesamiento de comunicación independiente con entradas y salidas, direccionamiento de memoria, datos y control de buses internos.

#### Registros

El *CPU* tiene 5 registros utilizables por programa. Estos registros son explicados a continuación.

- **Acumulador (A).**- Es un registro de 8 bits y de propósito general, usado para retener operandos y resultados de cálculos aritméticos o manipulación de datos.
  
- **Registro Índice (X).**- Es un registro de 8 bits que puede ser usado con efectividad en el modo de direccionamiento indexado. El valor contenido en él puede ser agregado a otra cantidad en alguna instrucción, para crear una dirección efectiva. El registro índice puede también ser usado para manipulación de datos usando las instrucciones de *Tectura/modificación/escritura*. Otro posible uso del registro índice es como área de carga temporal.
  
- **Contador de Programa (PC).**- Es un registro de 12 bits que contiene las direcciones de la próxima instrucción a ser ejecutada.
  
- **Apuntador del stack (SP).**- Es un registro de 12 bits que contiene las direcciones de la próxima localidad libre en el *stack*. Durante un *reset* al *MCU* o al ejecutarse la instrucción de *reset* del apuntador del *stack (RSP)*, su contenido es inicializado con el valor *\$07F*. Los siete bits más significativos de este registro se encuentran permanentemente en el valor *000011*.
  
- **Registro de Condición de Código (CC).**- Es un registro de 5 bits, del cual cuatro bits son usados para indicar algunos resultados de la instrucción recientemente ejecutada. Los bits de este registro pueden ser individualmente probados por el programa, con el fin de ejecutar acciones dependientes del valor de alguno

o algunos de ellos. A continuación se explica cada uno de estos cinco bits (*H*, *I*, *N*, *Z* y *C*).

**HALF CARRY (H).**- Se enciende durante las operaciones **ADD** y **ADC** cuando ocurre un *carry* entre los bits 3 y 4.

**INTERRUPCION (I).**- Cuando este bit se enciende, el *timer* y la interrupción externa **INT** son *enmascarados* (deshabilitados). Si ocurre una interrupción en algún momento cuando este bit está encendido, la interrupción es mantenida y procesada en cuanto bit de interrupción se apaga.

**NEGATIVO (N).**- Cuando se enciende este bit, indica que el resultado de la operación aritmética/lógica o manipulación de datos anterior, fue negativo (el bit 7 en el resultado es un 1 lógico).

**CERO (Z).**- Cuando se enciende este bit, indica que el resultado de la operación aritmética/lógica o manipulación de datos anterior, fue cero.

**CARRY/BORROW (C).**- Cuando se enciende este bit, indica que un *carry* o acarreo salió de la *unidad aritmética lógica (ALU)* como consecuencia de la operación aritmética anterior. Este bit es también afectado durante las instrucciones de prueba de bits (*bit test*), de saltos (*branch*), de corrimientos (*shift*) y de giros (*rotate*).

## Timer

El *timer* del *MCU*, consta de un contador de 8 bits programable por *software*, el cual es manejado por un *prescaler* de 7 bits. Pueden seleccionarse diferentes opciones para proveer las señales de reloj al *prescaler* y al contador. La selección de forma de operación del *timer*, se realiza por medio del *registro de control del timer (TCR)* y/o el *registro de opción enmascarable (MOR)*. El *TCR* también contiene los bits de *control de interrupción*.

El diagrama de bloques del circuito del *timer* se muestra en la figura 4.3. El valor inicial del *contador* de 8 bits puede ser cargado bajo control del programa y decrementado hasta cero a través de una señal que entre por la terminal  $f_{CIM}$  del contador. Una vez que el contador se ha decrementado a cero, se enciende el bit 7 (*b7* del *TCR*) que es la *solicitud de interrupción del timer TIR (Timer Interrupt Request)*. Asimismo, la *máscara de interrupción del timer TIM (Timer Interrupt Mask)* bit 6 del mismo registro, puede ser encendido por *software* para inhibir la solicitud de interrupción, o apagado por el mismo medio para pasar dicha solicitud al procesador. Cuando el bit 1 es limpiado en el *registro de código de condición*, el procesador recibe la interrupción del *timer* y responde a ella: guardando su estado presente en el *stack*, buscando el *vector de interrupción del timer* en las localidades de memoria  $\$FF8-\$FF9$  y ejecutando la rutina de interrupción correspondiente.

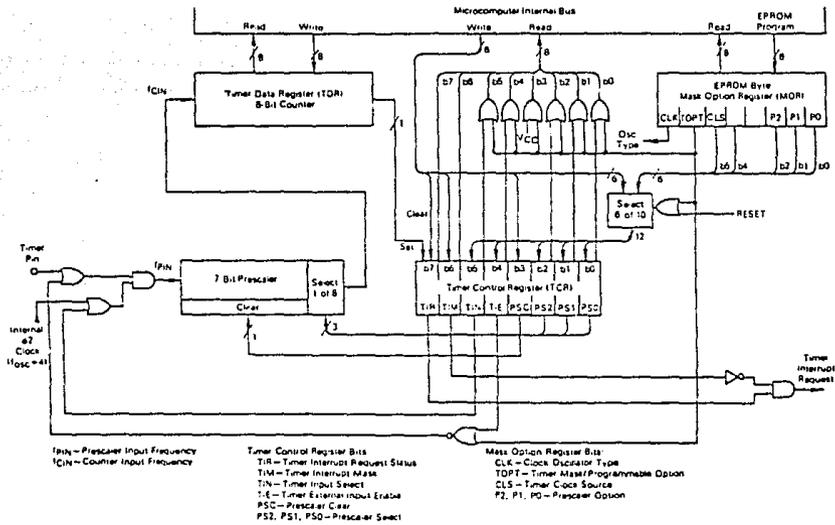


Figura 4.3. Diagrama de bloques del timer.

El *contador* sigue contando (decrementado), pasando de cero a \$FF. De esta manera, puede ser leído en cualquier momento por el procesador, sin que se perturbe la cuenta. Esto permite a los programas determinar el tiempo transcurrido desde que ocurrió una interrupción del *timer*, sin alterar el proceso de conteo.

La entrada de señal de reloj para el *timer* puede ser externa, aplicada a la terminal de entrada del *timer*, o puede ser la señal interna #2.

#### Reinicializaciones (Resets)

El *MCU* puede ser reinicializado de dos formas; una de ellas es la suspensión de la alimentación de corriente por medio del encendido/apagado y la otra forma es a través de la terminal para reinicializado externo (RESET). El circuito interno conectado a la terminal de RESET es un *schmitt trigger* que sensa el nivel lógico de esta línea.

#### Opciones para el Generador de Señal de Reloj

El circuito generador de señal de reloj, está diseñado para requerir de un mínimo de componentes externos; un cristal, una resistencia, un puente (*jumper*) o una señal externa, pueden ser usados para generar la señal de reloj del sistema, con diversas relaciones

estabilidad/costo. Para el presente diseño, se eligió emplear una resistencia externa; por economía a la vez que tomando en cuenta que para la aplicación no se requiere mayor precisión del 10% garantizado por este medio. De acuerdo a las especificaciones del fabricante del **MCU**, se emplea una resistencia de **15.8 kohms** al 1%.

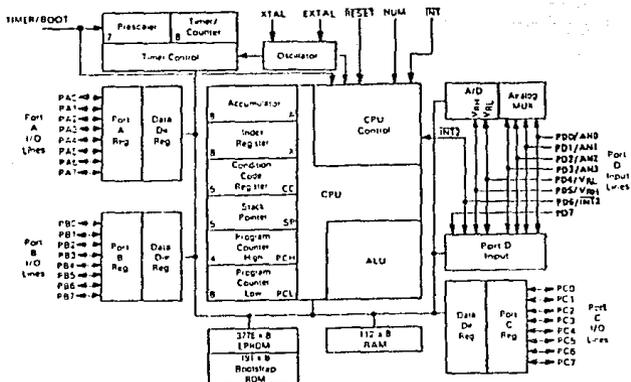


Figura 4.4 Diagrama de bloques del microcomputador MC68705R3.

### ROM de Autocarga

El **ROM** de autocarga (*bootstrap*), contiene un programa cargado en fábrica, que permite al **MCU** realizar búsqueda de datos en un componente externo y transferirlos al **EPROM** del **MC68705R3**.

El programa de autocarga proporciona; generador de pulsos de programación, generación adecuada en tiempo de señal de entrada  $V_{pp}$  y verificación después de la programación.

### Interrupciones

El *MCU* puede ser interrumpido de cuatro diferentes maneras: a través del conector de entrada de interrupción externa (*INT*), por la petición de interrupción interna del timer, por el conector de entrada del bit 6 del puerto externo *C* (*INT2*), o por software con la instrucción de interrupción (*SWI*). Cuando ocurre cualquier tipo de interrupción, la instrucción en ejecución (incluyendo *SWI*) es completada, el procesamiento se suspende, el estado presente en el *CPU* es colocado dentro del *stack*, el bit de interrupción (*I*) del *registro de código de condición* es encendido, la dirección de la rutina de interrupción es obtenida del *vector de dirección de interrupción* apropiado y ejecutada la rutina de interrupción correspondiente. Introducir en el *stack* el registro del *CPU*, encender el bit *I*, y localizar el vector requiere un total de 11 periodos de máquina. La rutina de servicio de interrupción debe terminar con una instrucción de regreso de interrupción (*RTI*), lo que permite al *MCU* volver a continuar el procesamiento del programa que se estaba ejecutando cuando sucedió dicha interrupción (por medio de recuperar del *stack* el estado previo del *CPU*). La tabla 4.1, provee un listado de los tipos de interrupción, su prioridad y la dirección del vector que contiene la dirección de inicio de la *rutina de servicio de interrupción* adecuada. La priori-

dad de interrupción es aplicable a aquellas interrupciones pendientes cuando el CPU está listo para aceptar una nueva interrupción. La señal de RESET también se lista en la tabla 4.1, ya que es tratada como una interrupción, aunque no es normalmente empleada como tal.

Cuando está encendido el bit de *máscara de interrupción* del *registro de código de condición*, la interrupción es mantenida para ejecutarla más tarde.

INTERRUPCION	PRIORIDAD	VECTOR DE DIRECCIONAMIENTO
<u>RESET</u>	1*	\$FFE y \$FFF
<u>SWI</u>	2	\$FFC y \$FFD
<u>INT</u>	3	\$FFA y \$FFB
<u>TIMER/INT2</u>	4	\$FF8 y \$FF9

\* La prioridad 2 se aplica solamente cuando está encendido el bit *I* en el *registro de código de condición* (como al estar ocurriendo una rutina de servicio). Cuando *I=0* y todas las interrupciones están siendo aceptadas, *SWI* tiene prioridad 4 (como cualquier otra instrucción). La prioridad de *INT* cambia entonces a 2 y la del *timer* a 3.

TABLA 4.1. *Prioridades de interrupción*

El *timer* y la señal INT2, comparten el mismo *vector de direccionamiento*, por lo que la rutina de interrupción debe determinar la fuente de la misma, examinando los bits de solicitud de interrupción (*TCR b7* y *MR b7*). Tanto *TCR b7* como *MR b7*, por software solo pueden ser colocados en 0 lógico.

Las interrupciones externas  $\overline{INT1}$  e  $\overline{INT2}$  están sincronizadas y acopladas a la orilla de caída de la señal de entrada. La interrupción  $\overline{INT2}$  tiene un bit de petición de interrupción (bit 7) y un bit de máscara (bit 6), ambos localizados en el *registro misceláneo (MR)*. Cuando el bit de máscara está encendido, la interrupción  $\overline{INT2}$  se inhibe. La señal  $\overline{INT2}$  siempre es leída como una entrada digital del puerto *D*. Si se encuentran encendidos los bits de petición de interrupción  $\overline{INT2}$  y del *timer*, hacen que el *MCU* procese una interrupción siempre y cuando el bit *I* del *registro de código de condición* esté apagado.

Una interrupción por software (*SWI*) es una instrucción ejecutable, que se efectúa sin importar el estado del bit *I* en el *registro de código de condición*. Este tipo de instrucción es a menudo empleada como punto de ruptura para revisión de programas o como llamadas del sistema.

### Convertidor Analógico Digital (A/D)

El *MCU* tiene internamente implementado un convertidor analógico digital de 8 bits, que emplea la técnica de aproximaciones sucesivas. Hasta cuatro entradas analógicas externas se pueden conectar al convertidor *A/D* por medio del puerto *D* y a través de un multiplexor interno. En nuestro caso y debido a que se realizarán mediciones de 5 variables analógicas, emplearemos un multiplexor externo para elegir por software y con una señal de control proveniente del *MCU*, entre la

señal de temperatura o la de presión, cuando se haya seleccionado alguna de estas mediciones.

Adicionalmente pueden emplearse cuatro señales analógicas internas para propósitos de calibración ( $V_{RH}$ ,  $V_{RH/2}$ ,  $V_{RH/4}$  y  $V_{RL}$ ).

La selección de señal en el multiplexor interno del *MCU*, es controlada por los bits 0, 1 y 2 del registro de control del convertidor A/D (*ACR*), de acuerdo a lo que se muestra en la tabla 4.2. Dicho registro es puesto a ceros, durante cualquier condición de reinicio (*reset*).

REGISTRO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR A/D			ENTRADA ELEGIDA
<i>ACR2</i>	<i>ACR1</i>	<i>ACR0</i>	
0	0	0	AN0
0	0	1	AN1
0	1	0	AN2
0	1	1	AN3
1	0	0	VRH
1	0	1	VRL
1	1	0	VRH/4
1	1	1	VRH/2

Tabla 4.2. Selección de la entrada al convertidor A/D, en el multiplexor interno.

Siempre que se escriben datos en el *ACR*, se aborta la conversión que se está llevando a cabo, la *bandera de conversión completa* se limpia (bit 7 del *ACR*) y la entrada seleccionada es muestreada y mantenida internamente.

El convertidor opera continuamente, empleando 30 ciclos de máquina para completar una conversión de la entrada analógica muestreada. Cuando la conversión se completa, la muestra digitalizada o valor digital, es colocado en el *registro de resultado del convertidor A/D (ARR)*, la *bandera de conversión completa* es encendida, la entrada seleccionada es muestreada de nuevo y se inicia una nueva conversión.

El convertidor A/D es *rationométrico* o relacional. Se provee de dos voltajes de referencia ( $V_{RH}$  y  $V_{RL}$ ) al convertidor, por medio de algunas terminales del puerto D. Si el voltaje de entrada es igual a  $V_{RH}$  se convierte en \$FF (escala completa) y si es igual a  $V_{RL}$  se convierte en \$00. Cualquier voltaje de entrada mayor que  $V_{RH}$  es convertido en \$FF sin proporcionar indicación alguna de saturación (*overflow*). Para conversiones *rationométricas*, la fuente de donde provengan las señales a las entradas analógicas, deberá usar el voltaje  $V_{RH}$  como voltaje de alimentación y estar referido al voltaje  $V_{RL}$ .

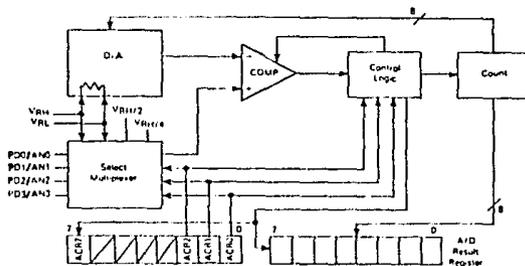


Figura 4.5. Diagrama de bloques del convertidor A/D.

### Registro de Control del Timer (TCR)

La configuración del *TCR* está determinada por el nivel lógico del bit 6 (*opción del timer TOPT*) en el *registro de opción de enmascaramiento (MOR)*. A continuación se muestran dos configuraciones del *TCR*, una para *TOPT=1* y la otra para *TOPT=0*. *TOPT=1* configura al *TCR* para emular al circuito *MC6805R2*, mientras que con *TOPT=0*, se provee control por *software* del *TCR*. Cuando *TOPT=1*, las opciones de *enmascaramiento del prescaler* son programables por el usuario a través del *MOR*.

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	
TIR	TIM	1	1	PSC*	1	1	1	Registro de Control del Timer \$009

*TCR* con *MOR TOPT=1* (Emulación del *MC6805R2*)

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	
TIR	TIM	TIN	TIE	PSC*	PS2	PS1	PS0	Registro de Control del Timer \$009

*TCR* con *MOR TOPT=0* (Timer programable por *software*)

\* solo escritura, se lee como cero.

La descripción de cada bit del *TCR* es la siguiente:

b7, *TIR* Solicitud de Interrupción del Timer.  
(Timer Interrupt Request)

Empleado para iniciar una interrupción del *timer* o señalar un nivel mínimo en el *registro de datos del timer (TDR)*, cuando es un 1 lógico.

1 = Encendido cuando el total de bits del *registro de datos del timer* cambian a ceros.

0 = Apagado por *reset* externo o bajo control del programa.

**b6, TIN Máscara de Interrupción del Timer.**  
(Timer Interrupt Mask)

Empleado para inhibir la interrupción del *timer* al procesar, cuando es un *I* lógico.

*1* = Encendido por un *reset* externo o bajo control del programa.

*0* = Apagado bajo control de programa.

**b5, TIN Externo o Interno.**  
(External or Internal)

Selecciona la fuente de entrada de reloj, para que sea la terminal externa del timer (*B*) o la interna *#2*.

*1* = Selecciona la fuente de reloj externa.

*0* = Selecciona la señal interna *#2* ( $f_{osc}/4$ ).

MODOS DE TIN-TIE		
TIN	TIE	RELOJ
0	0	Reloj Interno ( <i>#2</i> ).
0	1	Relojes Externo e Interno combinados por compuerta AND.
1	0	Sin Reloj.
1	1	Reloj Externo.

**b4, TIE Habilitador Externo.**  
(External Enable)

Empleado para habilitar la terminal externa del *timer* (*B*) o el reloj interno (si *TIN=0*), sin importar el estado de la terminal externa del *timer* (deshabilita el funcionamiento de reloj combinado con compuerta). Cuando *TOPT=1*, *TIE* se encuentra siempre en *1* lógico.

*1* = Habilita la terminal externa del *timer*.

*0* = Inhibe la terminal externa del *timer*.

**b3, PSC** Apagar Prescaler.  
(Prescaler Clear)

Este es un bit de solo escritura. Se lee como 0 lógico de manera que *BSET* y *BCLR* funcionen correctamente en el *TCR*. Al escribir un 1 en *PSC*, se genera un pulso que limpia el *prescaler*.

**b2, PS2**

**b1, PS1**

**b0, PSO** Selección del Prescaler.  
(Prescaler Select)

Estos bits son decodificados para seleccionar una de 8 líneas en el *prescaler* del *timer*. A continuación se muestra la división en el *prescaler*, resultado de la decodificación de estos bits.

PS2	PS1	PS0	DIVISION EN EL PRESCALER
0	0	0	1 (Salto del Prescaler)
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

**Registro de Opciones de Enmascarado**  
(Mask Options Register; MOR)

Este registro está implementado en *EPRON*. Como todos los demás bytes de *EPRON*, el *MOR* contiene ceros en todos sus bits antes de programar el *MCU*.

Cuando se emplea para emular al *MC6805R2*, 5 de sus bits se utilizan en unión con el *prescaler*. De los restantes, el bit *b7* es uti-

lizado para seleccionar el tipo de oscilador de reloj y los bits *b3* y *b4* no se usan. Los bits *b0*, *b1* y *b2* determinan la división efectuada en el *prescaler* del *timer*, el bit *b5* determina la fuente de reloj del *timer* y el valor del bit *TOPT* (*b6*), se programa para configurar el *TCR* (1 lógico para emulación del *MC6805R2*).

Si el bit de *opción de timer* del *MOR* (*TOPT*) es 0, los bits *b5*, *b4*, *b2*, *b1* y *b0* de dicho registro, dan el valor inicial de los bits respectivos del *TCR* al efectuar alguna operación de *reset*. Después de la inicialización el *TCR* es controlable por *software*.

A continuación se da una descripción de los bits del *MOR*:

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	
CLK	TOPT	CLS			P2	P1	P0	Registro de Opción de Máscara <i>SF38</i>

**b7, CLK** Tipo de Reloj Oscilador.  
(Clock Oscillator Type)

- 1 = RC
- 0 = Cristal

**b6, TOPT** Opción del Timer.  
(Timer Option)

- 1 = *timer/prescaler* tipo *MC6805R2*. Todos los bits excepto 3, 6 y 7 del *registro de control del timer* (*TCR*) son "invisibles" al usuario. Los bits 5, 2, 1 y 0 del *registro de opción de máscara* (*MOR*) determinan las opciones de máscara equivalentes a las del *MC6805R2*.
- 0 = Todos los bits del *TCR* son implementados para empearlos como *timer programable por software*. El estado de los bits 5, 4, 2, 1 y 0 colocan el valor inicial de los bits correspondientes del *TCR* (después de su inicialización, el *TCR* es controlado por *software*).

b5, *CLS* Fuente de Reloj del Prescaler del Timer.  
(Timer Prescaler Clock Source)

1 = *prescaler* del *timer* externo.  
0 = frecuencia interna (*f2*).

b4 Si *TOPT* = 1 en el *MOR* no se emplea (emulación del *MC6805R2*).

Si *TOPT* = 0 en el *MOR*, coloca el valor inicial de *TIE* del *TCR*.

b3 No se utiliza.

b2, *P2*  
b1, *P1*  
b0, *P0*

Opción del Prescaler.  
(Prescaler Option)

Cuando se decodifican los niveles lógicos de estos bits, seleccionan una de 8 líneas del *prescaler* del *timer*. A continuación se muestra la división resultante de decodificar las diferentes combinaciones de estos tres bits.

<i>P2</i>	<i>P1</i>	<i>P0</i>	DIVISION EN EL <i>PRESCALER</i>
0	0	0	1 (Salto del Prescaler)
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

### Modos de Direccionamiento

El poder de cualquier computadora se basa en su habilidad para acceder la memoria. Los modos de direccionamiento del procesador proveen esta capacidad, a la vez que definen la forma en que se obtiene un dato requerido a través de una instrucción.

El *MC68705R3*, cuenta con siete modos de direccionamiento, a los que se denomina: *inherente, inmediato, directo, extendido, indexado, relativo y de manipulación de bit*.

- **Inherente:**

Lo emplean instrucciones de un *byte*, la información con que operará el *MCU* se encuentra ya dentro de él, en alguno de los registros.

- **Inmediato:**

Empleado con instrucciones de dos *bytes*. La información con la que trabaja el *MCU*, se da a continuación del código de la instrucción y está caracterizada por el signo # antes del dato.

- **Directo:**

Este modo permite a la instrucción acceder cualquier localidad en la *página cero*, con una instrucción de dos *bytes*.

- **Extendido:**

Este modo permite a una instrucción acceder cualquier localidad en memoria. Las instrucciones que operan en modo extendido son de tres *bytes*; uno para el código de la instrucción y una dirección de dos *bytes*.

- Relativo:

Empleado solamente con instrucciones de bifurcación. Especifica una localidad relativa al valor actual del *PC*.

- Modos Indexados:

En estos modos la dirección es variable y depende de dos factores: a) el contenido del registro índice y b) el *offset* contenido en los *bytes* a continuación del operando. Hay 3 tipos de direccionamientos indexados que son:

*Sin offset*: el contenido del registro índice es la dirección y opera con instrucciones de un *byte*.

*Offset de 8 bits*: la dirección es el contenido del registro índice más el contenido del byte siguiente al operando.

*Offset de 16 bits*: Similar al anterior, pero se diferencia en que al ser más largo su *offset*, se puede direccionar cualquier localidad de la memoria.

- Manipulación de bit: se subdivide en los dos siguientes tipos:

*Bit set/clear*: permite encender o apagar individualmente bits de alguna localidad de memoria o de registros de *entrada/salida*.

**Bit test branch:** es una combinación de los modos *directo*, *relativo* y *bit set/clear*. El *byte* de datos por revisar es localizado por medio de una dirección directa en la localidad siguiente al código del operando.

### Programación del EPROM

El *MCU MC68705R3*, usa una memoria interna *EPROM*, para almacenar el programa. Este tipo de memoria permite que los programas sean escritos en ella con la posibilidad de borrarlos posteriormente si así se desea. Tal opción da al usuario una memoria alterable no volátil, además de incluir en *ROM* una rutina de autocarga (*bootstrap*), que hace relativamente fácil la carga del programa deseado.

Adicionalmente y a diferencia de las versiones de *MCUS* con memoria *ROM*, el *MC68705R3* que posee memoria *EPROM*, incluye un registro de opción enmascarable (*MOR* o *Masked Option Register*) ya mencionado, que está implementado en *EPROM* y es usado para determinar cual de las opciones del *timer* será usada y para la selección del tipo de reloj a emplear (cristal o circuito *RC*), la tasa de relación reloj/oscilador y el tipo de entradas de interrupción. El registro *MOR* al igual que todas las localidades del *EPROM*, contendrá ceros después del borrado de la memoria.

La rutina de *autocarga*, controla un contador externo, que genera la dirección para leer la localidad en una memoria externa y presentar el dato a la *EPROM* del *MCU* por medio de un puerto de entrada/salida del mismo. Dicho dato será cargado internamente a la localidad de memoria correspondiente y el conjunto de estos datos será el programa a grabar.

Además dicha rutina de autocarga, manipula el registro de control de programación (*PCR* o *Program Control Register*) situado en la localidad *\$00B*, el cual es un registro de 8 bits que utiliza los 3 menos significativos (manteniendo a los demás en un nivel de 1 lógico), para el control de la programación del *MCU* de acuerdo a lo siguiente:

b <sub>7</sub>	b <sub>6</sub>	b <sub>5</sub>	b <sub>4</sub>	b <sub>3</sub>	b <sub>2</sub>	b <sub>1</sub>	b <sub>0</sub>
1	1	1	1	1	$\overline{VPON}$	$\overline{PGE}$	$\overline{PLE}$

donde:

b0  $\overline{PLE}$  **Habilitación de Programación.**  
(Programming Latch Enable)

Siendo 0 lógico, permite que datos y direcciones sean introducidos al *EPROM*, pero si es 1 lógico, permite leer datos del *EPROM*. Sin embargo no tiene efecto si el bit  $\overline{VPON}$  es 1 lógico.

b1  $\overline{PGE}$  **Habilitación de Programa.**  
(Program Enable)

Siendo 0 lógico, permite la programación del *EPROM* si  $\overline{PLE}$  también es un 0 lógico. Si es 1 lógico inhibe la programación. Sin embargo no tiene efecto si el bit  $\overline{VPON}$  es 1 lógico.

b2  $\overline{VPON}$   $V_{PP}$  Encendido.  
( $V_{PP}$  ON)

Es un bit de lectura solamente, que al ser 0 lógico, indica que hay presente un voltaje en la terminal  $V_{PP}$  del *MCU* y cuando es 1 lógico la falta de dicho voltaje. El nivel de  $V_{PP}$  para programación de la *EPRON* debe estar entre 20 y 22 V.

Antes de cargar el programa en la *EPRON*, esta deberá estar borrada o podrá ser borrada por exposición a una luz ultravioleta de alta intensidad con una longitud de onda de 2,537 Amstrongs y 15 W/cm<sup>2</sup> de intensidad a una distancia de exposición de una pulgada, quedando todos los bits en 0 lógico, asegurandose de tapar la ventana del *EPRON* después de efectuar el borrado.

El *MC68705R3* tiene 191 bytes de *ROM*, que contienen el programa de autoinicio. El vector de dirección \$FF6 y \$FF7, es usado para empezar la ejecución de la rutina. Dicho vector es seleccionado cuando el voltaje  $V_{INTP}$  (de 9 a 15 V) es aplicado a la terminal *TIMER/BOOT* del *MCU* y la terminal *RESET* se eleva sobre el voltaje  $V_{RES}$  (2 a 4 V).

#### Pasos para la Programación del *EPRON*

En el circuito de la figura 4.6, la memoria *EPRON MCM2532 UV*, deberá estar programada con un duplicado exacto de la información que será transferida al *MC68705R3*.

Hay que asegurarse que los interruptores *S1* y *S2* estén cerrados y los voltajes  $V_{cc}$  y  $+26\text{ V}$  no estén aplicados cuando se inserten los integrados *MC68705R3* y *MCM2532*.

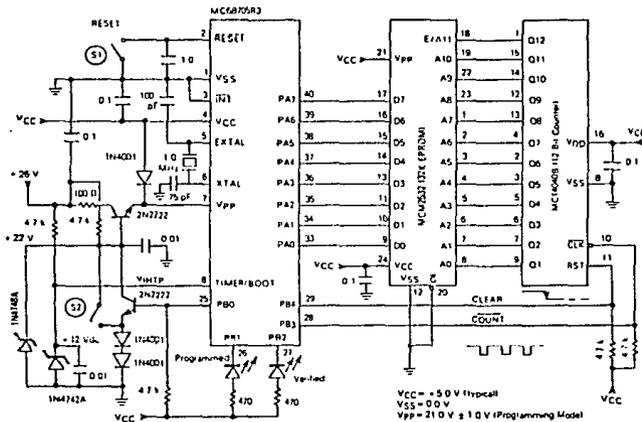


Figura 4.6. Diagrama esquemático del circuito de programación.

Se iniciará la transferencia de datos al aplicar los voltajes y abriendo los interruptores *S2* (aplica  $V_{pp}$  y  $V_{imp}$ ) y *S1* (quita *RESET*), con lo que la línea *PB4* (*CLEAR*) inicializa el contador de 12

bits **MC14040B** y empieza a contar por medio de los pulsos de reloj a través de la salida **PB3 (COUNT)**, el cual direcciona la **MCN2532** para transferir la información al byte del **MC68705R3** seleccionado por el programa de *autocarga*, continuando esto hasta que el **MCU** está totalmente programado y el **LED** indicador (*programmed*) está encendido. Una vez terminado el proceso, el contador será reinicializado y se repetirá toda la secuencia para verificar los datos programados y el **LED** indicador (*verified*) se encenderá indicando que la programación es correcta.

Una vez que el **MC68705R3** haya sido programado y verificado, se deberá cerrar el interruptor **S2** (para retirar  $V_{pp}$  y  $V_{IMP}$ ) y el interruptor **S1** (para aplicar **RESET**) y por último se desconectarán  $V_{cc}$  y  $+26 V$ , para retirar el **MC68705R3** de la base.

#### IV.b. Selección y Características del Teclado

Se denomina teclado al género de periféricos de entrada constituidos por un conjunto de *botones pulsadores*, de tal modo que cada botón corresponde a un carácter determinado, función, instrucción o idea.

El componente básico de un teclado es el pulsador individual. Generalmente, cada tecla controla un simple interruptor que permanece abierto mientras el pulsador está en descanso y se cierra cuando el pulsador es oprimido.

#### Pulsadores Mecánicos Convencionales

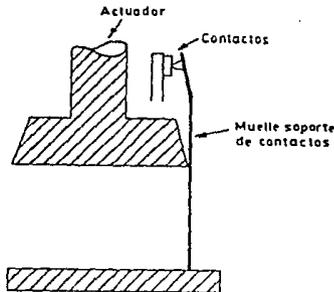


Figura 4.7. Pulsador mecánico.

Los interruptores mecánicos son utilizados básicamente por su economía (figura 4.7). El movimiento mecánico actúa directamente sobre los contactos, permitiendo sin grandes complicaciones, configuraciones de contactos múltiples.

### Pulsadores Mecánicos de Lámina Flexible

Este tipo de interruptor (figura 4.8), formado por una serie de láminas sobrepuestas, se basa en la deflexión de un diafragma flexible y conductor en su cara inferior, que permite establecer contacto a través de aberturas practicadas a un separador dieléctrico.

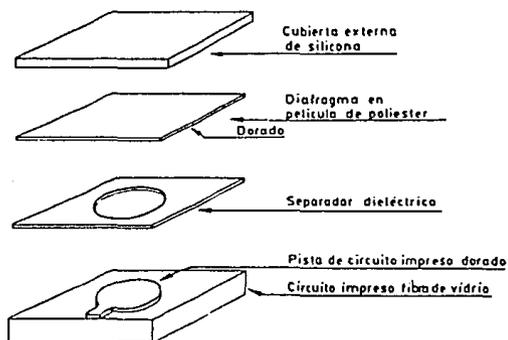


Figura 4.8. Pulsador de lámina flexible.

Una cubierta de silicona permite proteger los contactos contra contaminantes del medio. Algunas versiones más económicas emplean

láminas flexibles de silicón conductor, que sustituyen la cubierta protectora y el diafragma con cara inferior conductora. En algunos casos se emplea una base serigrafiada de tinta conductora como sustrato.

### Pulsadores Mecánicos de Bovedillas

Estos pulsadores (figura 4.9), emplean unos discos metálicos embutidos en forma de casquete esférico, que cuando son oprimidos pasan a una condición invertida, estableciendo el contacto requerido. Emiten un chasquido audible, que indica su operación correcta.

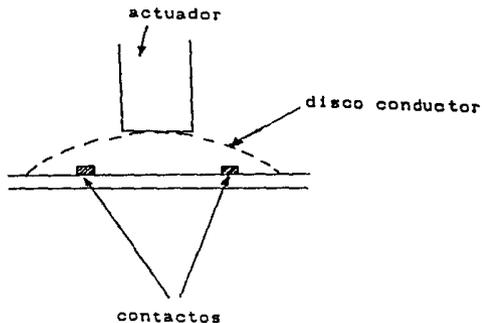


Figura 4.9. Pulsador de bovedilla.

### Pulsadores Reed

Están formados por contactos inmersos en una atmósfera inerte, sellados por una cápsula de vidrio hermética (figura 4.10).

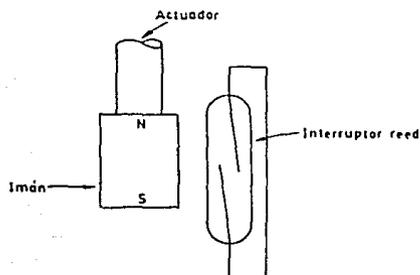


Figura 4.10. Pulsador de láminas (Reed).

El movimiento de la tecla desplaza un pequeño imán permanente que provoca el cierre de los contactos; dada la acción indirecta sobre estos últimos no se transmiten sobrecargas mecánicas que provoquen fatiga y desgastes prematuros. Por lo anterior y por la hermeticidad del encapsulado que impide la contaminación de los contactos, este tipo de pulsadores ofrecen una vida útil unas cinco veces superior al clásico pulsador mecánico.

### Pulsadores Capacitivos

Este tipo de pulsadores aprovecha un cambio en la capacitancia de un condensador, para entregar una salida (figura 4.11).

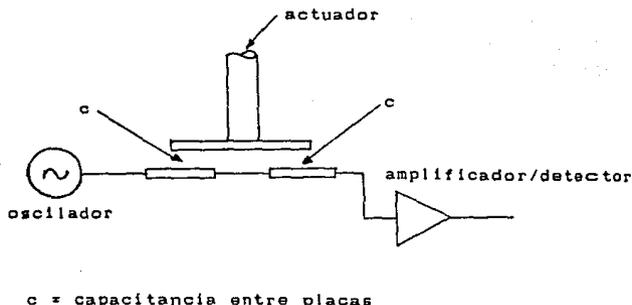


Figura 4.11. Pulsador capacitivo.

Emplean dos superficies vecinas sobre un mismo circuito impreso, estando una de ellas excitada por la señal alterna de un oscilador. si se aproxima paralelamente una placa conductora sobre ambas superficies, se provoca un acoplamiento entre ellas, con lo que aparece una fracción de la señal alterna en la salida.

La señal de salida del pulsador debe ser convenientemente ampli-  
ficada y convertida a niveles lógicos.

Existen múltiples variantes como los que utilizan contactos sensitivos, sin ningún elemento móvil. Otros diseños emplean bovedillas metálicas cóncavas como elementos de acoplamiento.

Los pulsadores capacitivos ofrecen la elevada fiabilidad de los interruptores sin contactos móviles.

Dados los bajos niveles de la señal entregados por estos pulsadores, se presenta una acusada sensibilidad a interferencias y serios condicionamientos en: la estructura metálica del soporte; el trazado de pistas en el circuito impreso y la electrónica de amplificación, detección y conversión. Por todo ello solo aparecen disponibles formando parte de teclados completos producidos por fabricantes especializados.

#### **Pulsadores de Núcleos Magnéticos**

El elemento conmutador en este tipo de dispositivos, es un núcleo toroidal de ferrita, empleado como transformador (figura 4.12).

El núcleo es atravesado normalmente por dos hilos: uno energizado a alta frecuencia que se emplea como primario; el segundo como secundario. El acoplamiento es muy bajo en la posición normal del pulsador, donde el núcleo está saturado por el campo del imán permanente, la depresión de la tecla desplaza el imán, eliminando la saturación del núcleo y generando una salida. Esta última es amplificada,

rectificada y transferida a niveles lógicos.

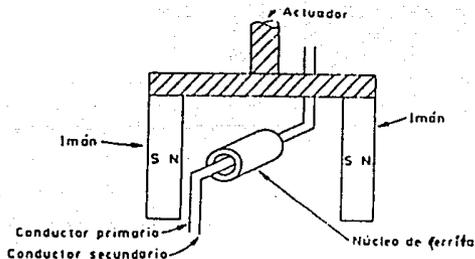


Figura 4.12. Pulsador de núcleo magnético.

Su fiabilidad es comparable a la de los pulsadores capacitivos, presentando igual que ellos una elevada criticidad en el trazado de las pistas del circuito impreso, por lo que generalmente se ofrece como parte integrante de un conjunto completo.

#### Pulsadores de Efecto Hall

Estos pulsadores están formados por una pastilla semiconductor recorrida por una corriente continua y un campo magnético perpendicular a ella, que provoca una deformación de las líneas equipotenciales sobre la superficie del semiconductor, apareciendo una tensión de salida proporcional al producto de la corriente de polarización por la intensidad del campo magnético aplicado (figura 4.13).

La conmutación se obtiene al aproximar un imán permanentemente al sensor, que desarrolla una tensión de salida que es amplificada y convertida en digital.

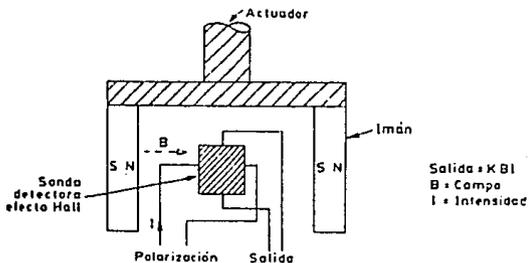


Figura 4.13. Pulsador de efecto Hall.

Generalmente el conjunto formado por: el sensor, amplificador, disparador Schmitt, monoestable opcional y paso de salida, forma un circuito integrado monolítico (figura 4.14), asociado a cada pulsador.

Dada la ausencia de contactos, la baja impedancia de todas las señales de interconexión y la insensibilidad a polvo, suciedad y contaminantes, este tipo de pulsadores ofrece la mayor fiabilidad (esencialmente duración infinita), solo limitada por el desgaste del elemento móvil y resorte de retorno. Este último en algunos casos, es sustituido por un sistema magnético de retorno, que proporciona simultáneamente una realimentación al tacto.

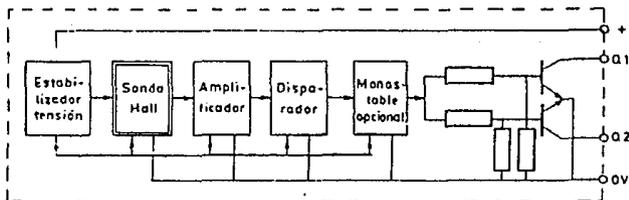


Figura 4.14. Esquema a bloques del detector Hall.

## Tecías

El elemento unitario componente de un teclado, es el formado por el subconjunto: pulsador más tecla, que a menudo es denominado simplemente tecla (figuras 4.15 y 4.16).

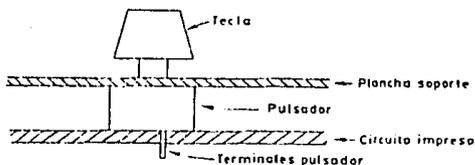


Figura 4.15. Conjunto pulsador más tecla.

La tecla o capuchón, aún cuando no cumple ninguna función eléctrica, es absolutamente indispensable, con el fin de identificar claramente cada pulsador, así como para ofrecer una adecuada superficie de actuación para las características fisiológicas de manos y dedos del operador

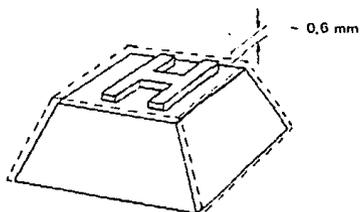


Figura 4.16. Primera fase de una tecla de doble inyección.

### Rotulación

Con el fin de obtener una correcta identificación de cada uno de los distintos pulsadores que componen un teclado, es preciso rotular con los grafismos apropiados cada una de las teclas.

Para ligar a una tecla su correspondiente grafismo se utilizan distintas técnicas, siendo las más usuales: serigrafía, pantografía, doble inyección y empleo de teclas transparentes rotulables.

## Codificación

Como señales de salida de un teclado, pueden utilizarse las conexiones correspondientes a todos y cada uno de los distintos conjuntos tecla-pulsador que lo constituyen. Esto puede ser válido para teclados simples formados por un reducido número de teclas; pero la dificultad va en aumento si el número total de teclas supera ciertos umbrales.

Evidentemente se han buscado soluciones mucho más efectivas que han sido centradas en la codificación de los datos de salida. Esta codificación consiste en numerar de forma binaria cada uno de los distintos códigos emitidos por el teclado, de tal modo que el número total de bits precisos para expresar cualquier código no supera los umbrales de maniobrabilidad.

La codificación más usual para teclados numéricos reducidos es la *hexadecimal* (o su subconjunto *BCD* si nos limitamos a dígitos decimales); en el caso de los teclados alfanuméricos se amplía la codificación, siendo el código más usual el *ASCII* de 6 ó 7 bits según sea reducido o completo, o bien el *EBCDIC* de 8 bits.

## Codificación por Microprocesador

Una técnica que se está expandiendo fuertemente consiste en la utilización de microprocesadores como elementos de lógica activa en

la codificación de teclados. Esta técnica permite, con un mínimo de componentes, realizar funciones que hasta el presente raramente eran llevadas a cabo directamente por el teclado como periférico. Entre estas funciones cabe mencionar: exploración secuencial; protección contra pulsaciones simultáneas; transcodificación; modos múltiples; selecciones de modo complejo; salidas en paralelo o en serie; memoria *FIFO* en caso de pulsación más rápida que el posible acceso por parte de la *CPU*; autorepetición en teclas seleccionadas (se denomina autorepetición al hecho de que si se mantiene oprimida una tecla pasado un tiempo prudencial, entre 0.5 a 1 seg, se repiten las validaciones del código asociado a un ritmo aproximado de 10 Hz); repetición por tecla *REPITE* independientemente de ciertas teclas o funciones; autorización o inhibición total o parcial del teclado; generación de señal audible para realimentación acústica; paridad; detección de errores de operación etc.

### Selección del Teclado

De acuerdo a las características requeridas para el uso de la estación meteorológica portátil y a las condiciones ambientales que deberá soportar, se eligió un teclado con pulsadores de membrana, por ser completamente impermeable y sellado, para evitar problemas de falsos contactos, corrosión y cortos circuitos, ocasionados por acumulación de materiales contaminantes del ambiente. En la figura 4.17 se muestra la distribución en el teclado, de las funciones por realizar, al igual que el diagrama eléctrico del teclado a emplear.

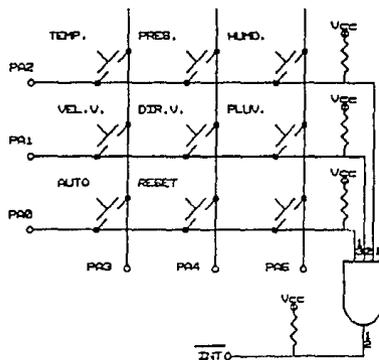
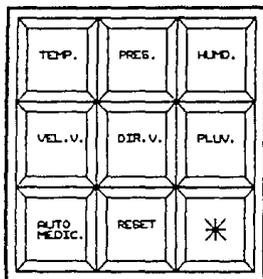


Figura 4.17. Distribución de teclas y circuito eléctrico del teclado.

## IV.c. Sistemas de Visualización

### Manejadores de Display

A continuación mencionaremos algunos dispositivos que son usados para manejar *displays*, comentando algunas características de los mismos.

#### Manejador de Display de 7 Segmentos con Interfase Serial

MC14499

Este dispositivo provee comunicación con microprocesadores y computadores *CMOS*. Maneja las formas de salida *NPN*, lo cual permite interconectarlo a un cátodo común de un *LCD* a través de resistencias externas en serie.

#### Características:

- Manejador en un *IC* de segmentos de alta corriente.
- Niveles de entrada de *NPN* compatibles con *CMOS*.
- Amplio rango de operación de voltaje: 4.5 a 6.5 V.
- Maneja cuatro caracteres con puntos decimales.

## Manejador de Cristales Líquidos de BCD a 7 Segmentos

### MC14543B

El **MC14543B** está diseñado para usarse con cristales líquidos, y es construido con dispositivos de tipo mejorado **MOS**. El circuito provee la función de un almacenamiento de cuatro bits y un manejador de **BCD a 7 segmentos**. El dispositivo tiene la capacidad de invertir los niveles lógicos de la combinación de salida.

#### Características:

- Corriente de circuito 5 nA.
- Rango de voltaje 3 a 18 V.
- Capacidad de manejar directamente el **LCD**.
- Almacenamiento de códigos.

Existen algunos otros tipos de manejadores de display, pero para nuestros propósitos el que nos interesa es el manejador de **LCDS** de entrada serial multiplexada **MC145000**.

### MC145000

Este dispositivo está diseñado para manejar cristales líquidos de displays en una configuración multiplexada por cuatro. El **MC145000**

puede manejar hasta **48 segmentos LCD** o seis de **7 segmentos** más caracteres de punto decimal. Las conexiones de hardware requerido, son mostradas en la figura 4.18. Los datos para cada caracter deben de ser traducidos a un formato que corresponda al display deseado. La tabla 4.3, provee una lista del formato correspondiente en código hexadecimal para cada posible caracter de display. Después de que la traducción del formato esta completa, los datos son introducidos en serie dentro del manejador **LCD MC145000**. Cada segmento de caracter de **7 segmentos** más punto decimal es representado por un bit de un byte. Como se muestra en la figura 4.18, un **1** lógico en algún bit activará el segmento o punto decimal correspondiente.

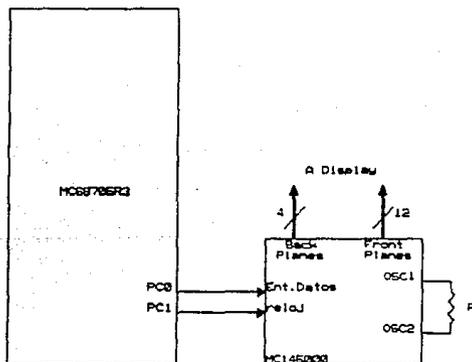


Figura 4.18. Diagrama esquemático de la interfase del manejador LCD MC145000.

**Características:**

- Interfase directa a microprocesadores *CMOS*.
- Puerto de datos serial, reloj externo.
- Multiplexación por cuatro.
- Maneja componentes de CD menores a 50 mV.
- Maneja 48 segmentos *LCD*.
- Rango de voltaje aplicado 3V a 6V.
- Almacena datos de entrada.

CARACTER DE DISPLAY	FORMATO DE DISPLAY CODIGO HEXADECIMAL
0	D7
1	06
2	E3
3	A7
4	36
5	B5
6	F5
7	07
8	F7
9	B7
A	77
b	F4
c	D1
d	E6
E	F1
F	71
P	73
Y	B6
H	76
U	D6
L	D0
espacio	00
- (guión)	20
= (igual)	A0
n	64
r	60
*(grados)	33

Tabla 4.3. Conversiones de formato de display.

## Pantallas de Cristal Líquido

Las pantallas de cristal líquido *LCD* tienen la gran ventaja de poseer una demanda más baja de potencia que las de *LEDS*. El consumo es típicamente del orden de los *microwatts*, comparado con el mismo valor de *milliwatts* para los *LEDS*. Requiere sin embargo una fuente interna o externa de luz. Están limitadas a un rango de temperatura de alrededor de  $0^{\circ}\text{C}$  a  $60^{\circ}\text{C}$  y su tiempo de vida es un aspecto que preocupa, debido a que los *LCDS* pueden degradarse químicamente. Las clases de *LCDS* que han recibido mayor interés hoy en día son las unidades de *efecto de campo* y las de *dispersión dinámica*.

Un cristal líquido es un material normalmente orgánico, que fluye como un líquido pero cuya estructura molecular tiene algunas propiedades normalmente asociadas con los sólidos. Para las unidades de *dispersión luminosa*, el mayor interés está en el cristal líquido *nemático*. Las moléculas individuales semejan barras. La superficie conductora de *óxido de indio*, que es un material de este tipo, es transparente y, bajo ciertas condiciones, la luz incidente pasará y la estructura de cristal líquido aparecerá clara. Si se aplica un voltaje (para unidades comerciales el nivel está usualmente entre 6 y 20 V) a través de las superficies conductoras, se perturba el arreglo molecular, con el resultado de que las regiones se establecerán en índices diferentes de refracción. La luz incidente es, por tanto, reflejada en direcciones diferentes en la frontera entre regiones de índices de refracción diferente (fenómeno conocido como *dispersión dinámica*) con el resultado de que la luz dispersa se parece a un

vidrio opaco. La apariencia de opacidad ocurre solamente en donde las superficies conductoras se oponen la una con la otra y las áreas restantes aparecen translúcidas.

Un dígito en una pantalla *LCD* puede tener el aspecto segmentado que se muestra en la figura 4.19. El área oscura es en realidad una superficie conductora clara, conectada a las terminales de abajo para control externo. Dos marcas similares se colocan en lados opuestos de la película gruesa sellada del material de cristal líquido. Si necesitáramos el número 2, energizaríamos las terminales 8, 7, 3, 4 y 5 y solamente estas regiones aparecerían opacas mientras las otras áreas permanecerían claras.

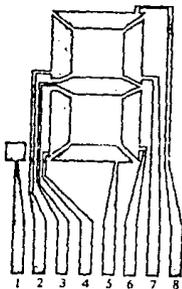


Figura 4.19. Pantalla *LCD* de dígito de ocho segmentos.

Como se indicó antes, el *LCD* no genera su propia luz, sino que depende de una fuente interna o externa. En condiciones de oscuridad,

sería necesario que la unidad tuviera su propia fuente de luz interna o detrás del LCD o a un lado de éste. Durante el día, o en áreas iluminadas, se puede colocar un reflector para reflejar la luz a través de la pantalla para máxima intensidad. Para operación óptima, los fabricantes de relojes de hoy, están usando una combinación de los modos transmisivos y reflectivos que denominan transflectivo.

El LCD de *efecto de campo* o *nemático retorcido*, tiene la misma presentación de segmento y la misma capa delgada de cristal líquido encapsulado, pero su modo de operación es muy diferente. En forma similar al LCD de *dispersión dinámica*, el de *efecto de campo* puede operarse en el modo *reflectivo* o *transmisivo* con una fuente interna. Difiere del *nemático simple* en que además hay un polarizador de luz. Solamente la componente vertical de la luz que entra puede atravesar el polarizador de luz vertical.

En el LCD de *efecto de campo*, la superficie clara conductora es grabada químicamente, o sea que se aplica una capa de película orgánica para orientar las moléculas en el cristal líquido en el plano vertical, paralelo a la celda de la pared. La superficie conductora opuesta también se trata para garantizar que las moléculas están 90° fuera de fase, pero todavía están paralelas a la pared de la celda. Entre las dos paredes del cristal líquido hay un cambio general de una polarización a otra. El polarizador del lado opuesto es también tal que solo permite el paso de la luz incidente verticalmente polarizada. Si no hay voltaje aplicado a las superficies conductoras, la luz polarizada verticalmente entrará a la región de cristal líquido y

seguirá el doblaje de  $90^\circ$  de la estructura molecular. Su polarización horizontal en el polarizador de luz vertical del lado del observador, no le permite a la luz que pase y el observador ve un patrón uniformemente oscuro a través de la pantalla completa. Cuando se aplica un voltaje de umbral (para unidades comerciales de 2 a 8 V), las moléculas con apariencia de barras se orientan con el campo (perpendicular a la pared) y la luz pasa directamente sin el desplazamiento de  $90^\circ$ . La luz incidente vertical puede pasar directamente por la segunda rejilla polarizada verticalmente y el observador puede ver una área de luz. Por medio de una excitación adecuada de los segmentos de cada dígito aparecerá un patrón de caracteres claros sobre fondo oscuro.

En el caso del display de tipo *reflectivo de efecto de campo*, la luz polarizada horizontalmente encuentra un filtro polarizado horizontalmente en el extremo opuesto al observador y pasa a través del reflector, en donde se refleja de nuevo al cristal líquido, doblada a la otra polarización vertical y regresada al observador. Si no hay voltaje aplicado, la pantalla está alumbrada uniformemente. Cuando se aplica un voltaje se obtiene luz verticalmente incidente que encuentra en el extremo contrario al observador un filtro horizontalmente polarizado que no dejará pasar y reflejar la luz. De esta manera se obtiene un área oscura en el cristal y aparece un patrón con caracteres oscuros sobre fondo claro.

Los *LCDS de efecto de campo*, se usan cuando la fuente de energía es un factor primordial pues absorben considerablemente menor potencia que los tipos de *dispersión de luz* (del rango de *microwatts*,

comparados con el rango bajo de *miliwatts*). El costo es típicamente más alto para las unidades de *efecto de campo* y su altura está limitada a alrededor de *2 pulgadas*, mientras que en las unidades de *dispersión de luz* este valor llega hasta *8 pulgadas*.

Una consideración adicional en estos dispositivos es el tiempo de encendido y apagado. Los *LCDS* son característicamente más lentos que los *LEDS*. Los *LCDS* tienen tiempos de respuesta típicos en el rango de *100 a 300 ms*, mientras para los *LEDS* esta cifra está por debajo de los *100 ns*. Sin embargo, hay numerosas aplicaciones, como la salida a pantalla del diseño que nos ocupa, en donde la diferencia entre *100 ns* y *100 ms (1/10 de segundo)* es de menor consecuencia. Para tales aplicaciones la demanda tan baja de potencia de los *LCDS* es una característica atractiva. Adicionalmente con los actuales procesos de fabricación, el tiempo de vida de las unidades *LCD* está creciendo sostenidamente.

Puesto que el color generado por el *LCD* depende de la fuente de iluminación, hay un gran rango de colores para escoger.

### Selección del Display

Los *LCD*, de uso muy difundido actualmente, están siendo diseñados para una gran variedad de aplicaciones. Su versatilidad, facilidad de lectura y bajo consumo de potencia, hacen que sean extremadamente atractivos para aplicaciones portátiles.

Los exhibidores numéricos de pantalla de cristal líquido de la marca **AND** son idóneos para requerimientos de visibilidad de día y de noche, y presentan atractivas ventajas como: bajo consumo de potencia, excelente legibilidad a la luz del sol e ideal para operación con baterías, compatibles con **CMOS**, rango de temperatura aceptable y muy alta confiabilidad en pleno funcionamiento.

Esta línea presenta un amplio rango de exhibidores normalizados con capacidad desde 3 1/2 dígitos hasta 8 dígitos, con caracteres desde 9 mm hasta 18 mm de alto.

Los usos más comunes de estos productos son: en equipo médico, de medición de frecuencia, termómetros digitales, termostatos, relojes electrónicos, multímetros digitales, instrumentación en general, comunicación, radios, equipo automotriz y fotográfico, detectores de smog, televisiones, computación y equipo de diversión electrónica.

De la gran variedad de **LCDS**, se seleccionó el adecuado a las características de nuestro diseño. Este es un **LCD** modelo **FE0609** de la marca **AND** (ver apéndice A), de tipo multiplexado de efecto de campo. Presenta 6 dígitos con punto decimal y la altura de carácter es de 12.7 mm, con gran ángulo de visión y su alto contraste permite fácil lectura. Tiene alta estabilidad, materiales **LC** resistentes a la humedad y sellado perifericamente con selladores de alta calidad, para asegurar su integridad mecánica y largo tiempo de vida.

El FE0609 cuya distribución de segmentos y conexiones se muestra en la figura 4.20, puede ser usado en una gran variedad de aplicaciones, tales como: multímetros, termómetros digitales, instrumentación electrónica, y otros usos similares.

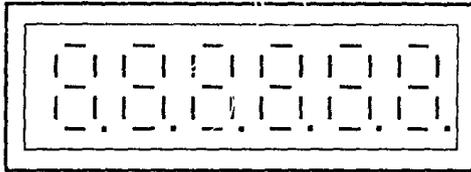


Figura 4.20. Display seleccionado.

#### Características Generales del FE0609:

Tensión de operación:	5 V.
Corriente:	3 microA.
Frecuencia de operación:	60 Hz.
Tiempo de respuesta encendido:	30 ms.
Tiempo de respuesta apagado:	50 ms.
Temperatura de operación:	-30°C a +85°C.
Modos ópticos:	Reflectivo/transflectivo de alto contraste y gran ángulo de visión.
Modos de impresión:	Positiva (segmentos oscuros, fondo claro).
Polarizador:	Normalizado.
Conexión:	Terminales epóxicas.
Sellado:	Técnicas de alta confiabilidad.

#### IV.d. Desarrollo del Software Necesario para el Control y Visualización de cada uno de los Parámetros

El *software* del diseño se hizo en base a rutinas modulares, que van siendo llamadas a lo largo de la ejecución del programa, en el momento que se requiere una operación determinada, para la preparación o presentación de los resultados de las variables ambientales.

La primera parte está integrada por las rutinas de prueba del *MCU*. Al encender la unidad, se ejecutan las que verifican que los componentes principales de este se encuentran funcionando correctamente.

En primer lugar se ejecuta la rutina de prueba de *RAM*, en la que se llevan a cabo pruebas de lectura y escritura en todas y cada una de las localidades de dicha memoria, para comprobar que no existe ninguna localidad dañada.

A continuación se prueba el *TIMER*. En esta rutina se programa al *prescaler* del *TIMER* con 128 ciclos, al mismo tiempo que se ejecuta una rutina que dura también 128 ciclos y que sirve como patrón de comparación para asegurar que el conteo se realiza en forma correcta, ejecutándose esta operación 256 veces.

El siguiente paso es la programación del convertidor *A/D*, al que se le da un valor de prueba conocido en uno de sus puertos de entrada

para que haga la conversión, y comparar si el resultado obtenido es correcto.

Por último se efectúa la prueba del *display*, para ello se carga el puerto *C* con el valor de un "8", que será recorrido por cada uno de los dígitos del *display*, para comprobar que encienden todos los segmentos.

En caso de ocurrir cualquier falla en alguna de las partes del *MCU*, cada una de las rutinas anteriores tiene un módulo de salida a una rutina que indica *error*. De lo contrario, se encenderá un *LED* indicador de que la unidad se encuentra lista para iniciar la medición de las variables deseadas.

Dentro del programa se emplean *rutinas de uso general*, que serán usadas por las correspondientes a cada uno de los transductores. Dichas rutinas de uso general son:

- Manejo de *Display*.
- Manejo de Teclado y Decodificación de Funciones.
- Multiplicación de 16 x 16 bits.
- Conversión de Fracciones Hexadecimales a *BCD*.
- Conversión de enteros Hexadecimales a *BCD*.
- Conversión a Formato de *Display*.
- Manejo de Resultados.

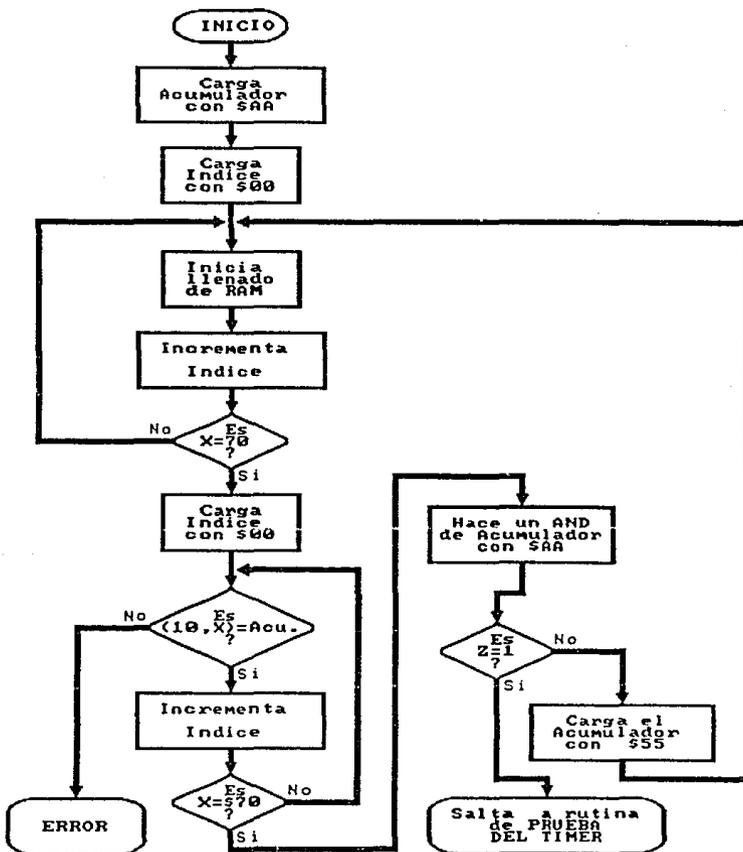
Como se mencionó anteriormente, cada uno de los tipos de medición es controlado por una rutina específica; que se encarga de enviar y recibir las señales necesarias para tener una lectura exacta de los resultados medidos por los transductores. Tales rutinas se mencionan a continuación:

- Medición de Temperatura.
- Medición de Presión.
- Medición de Dirección del Viento.
- Medición de Velocidad del Viento.
- Medición de Humedad Relativa.
- Medición de Precipitación Pluvial.

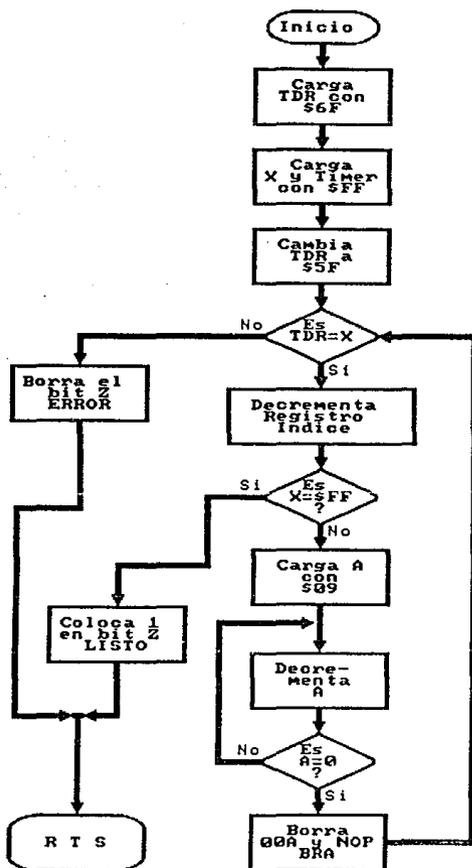
Cada una de las rutinas antes mencionadas, configura en primer término las entradas y salidas del puerto que utilizará para enviar señales de control y recibir los datos de las lecturas realizadas por los transductores. Inmediatamente después, hace uso de las rutinas de propósito general para preparar los resultados con el fin de que sean visualizados en el *display*. Finalmente se encuentran los comandos para encender el *LED* que indica la variable que está siendo medida.

A continuación se presentan los diagramas de flujo empleados en el diseño del *software* y después de ellos, el listado completo del programa empleado en la estación meteorológica portátil.

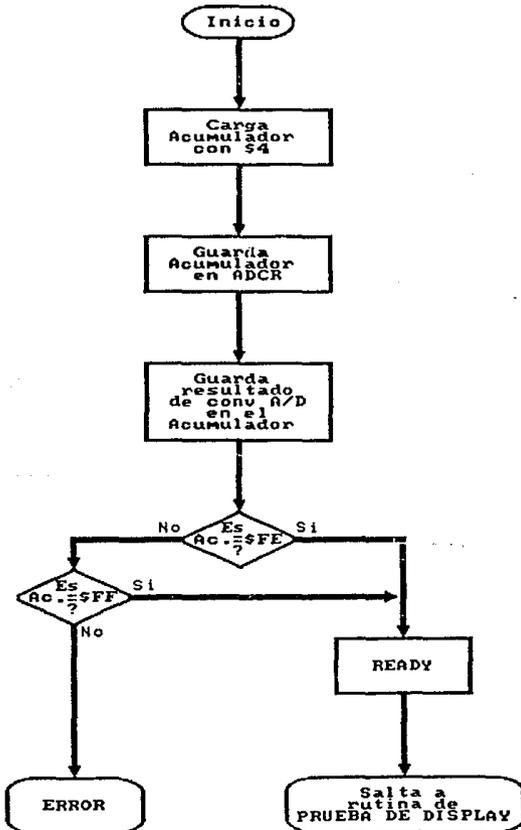
## RUTINA PARA PRUEBA DE MEMORIA RAM



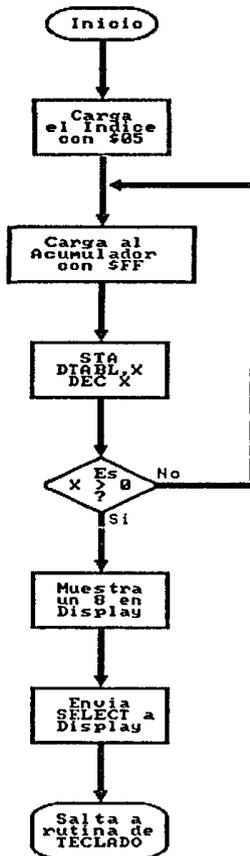
## RUTINA PARA PRUEBA DEL TIMER



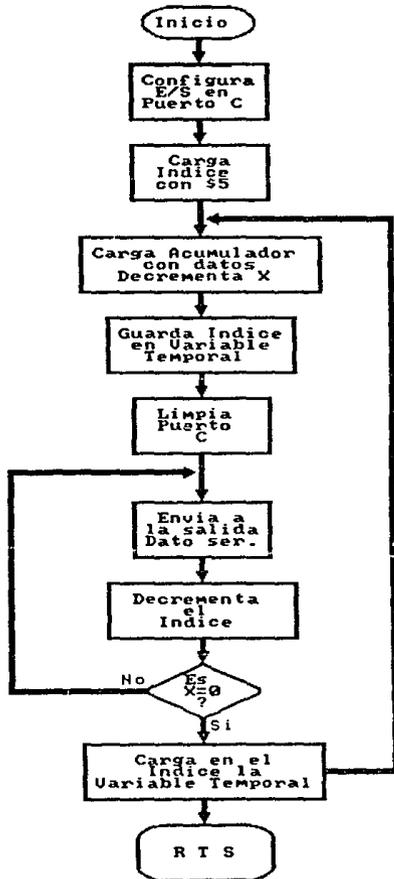
## RUTINA DE PRUEBA PARA EL CONVERTIDOR ANALOGICO/DIGITAL



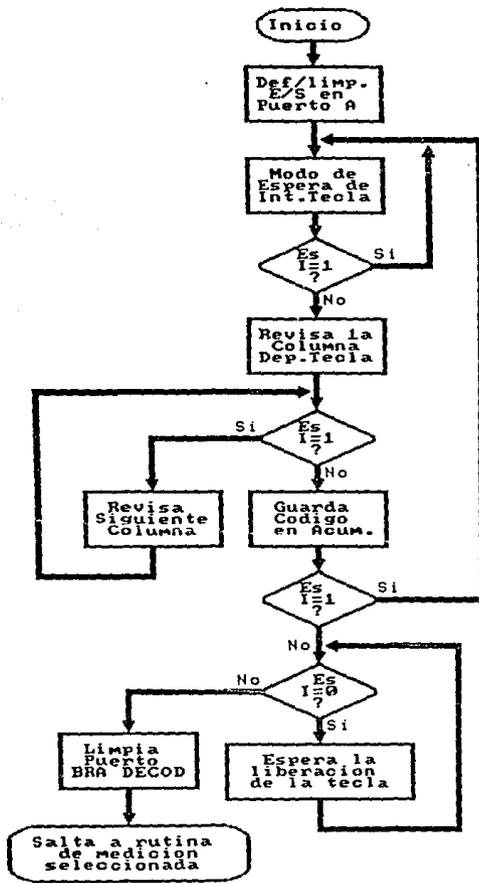
## RUTINA PARA PRUEBA DEL DISPLAY



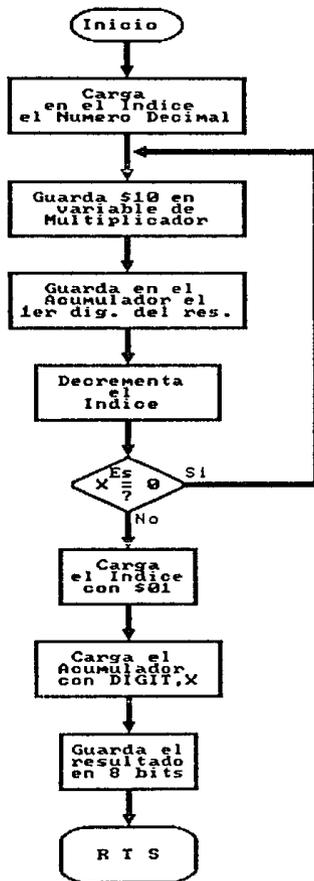
## RUTINA DE DISPLAY



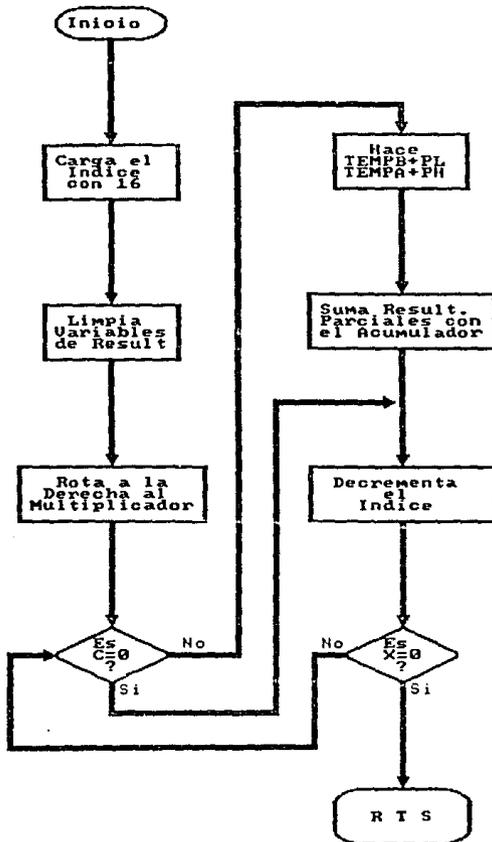
## RUTINA DE TECLADO



## RUTINA DE MULTIPLICACION

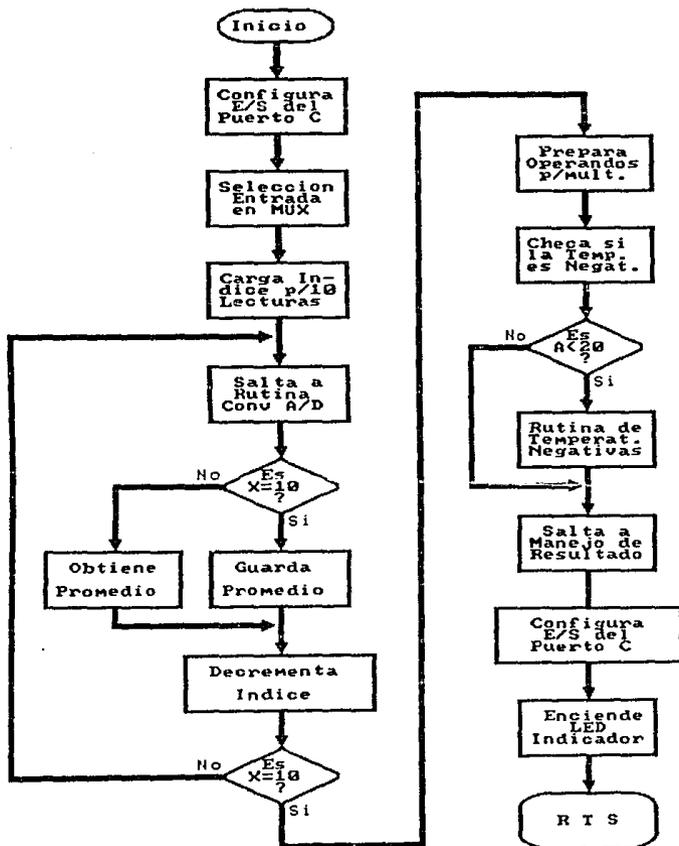


## CONVERSION DE FRACCIONES HEXADECIMALES A BCD

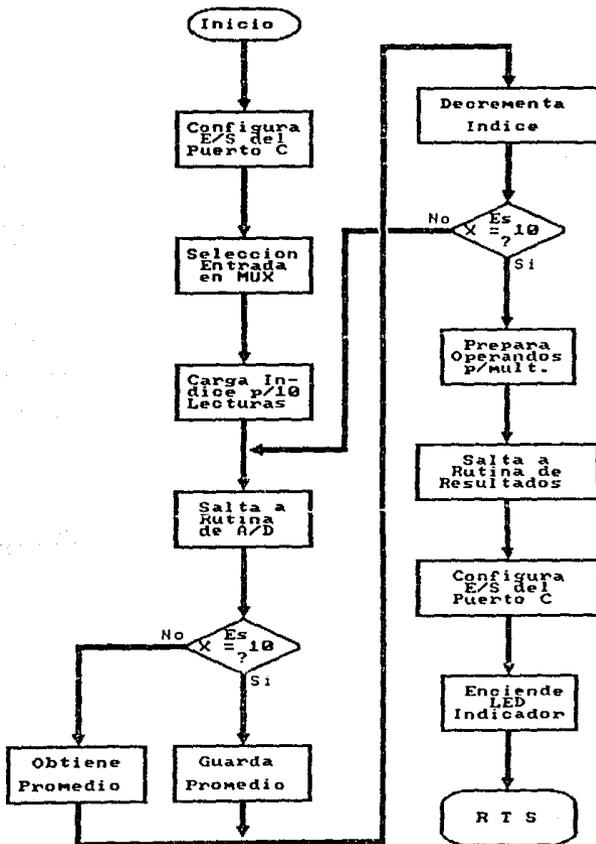




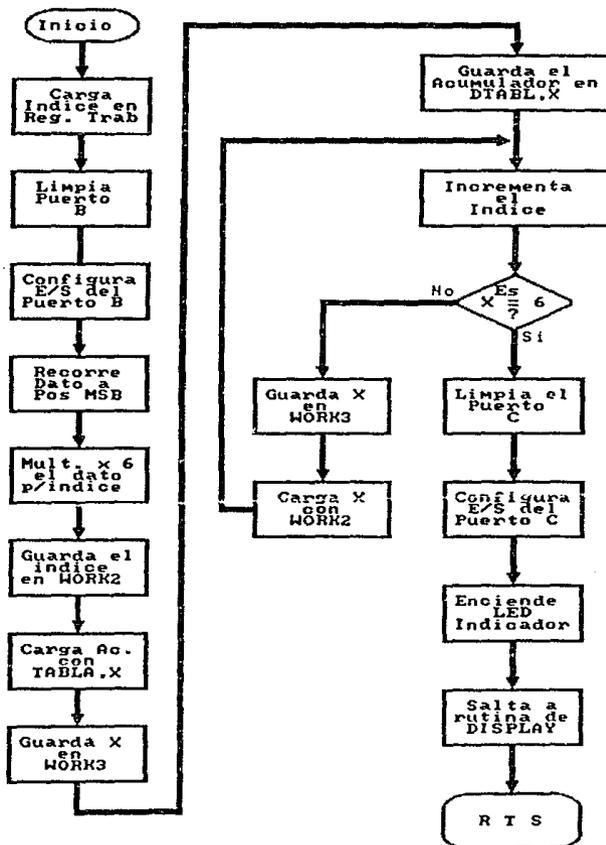
## RUTINA PARA MEDICION DE TEMPERATURA



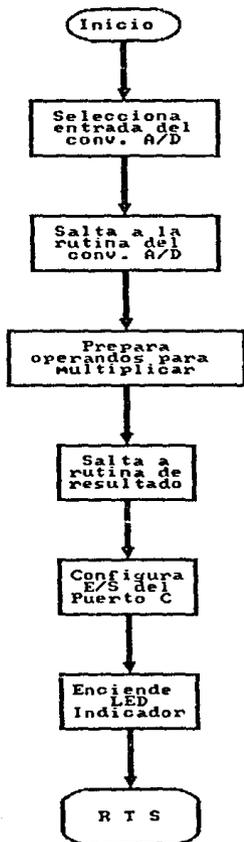
## RUTINA PARA MEDICION DE PRESION



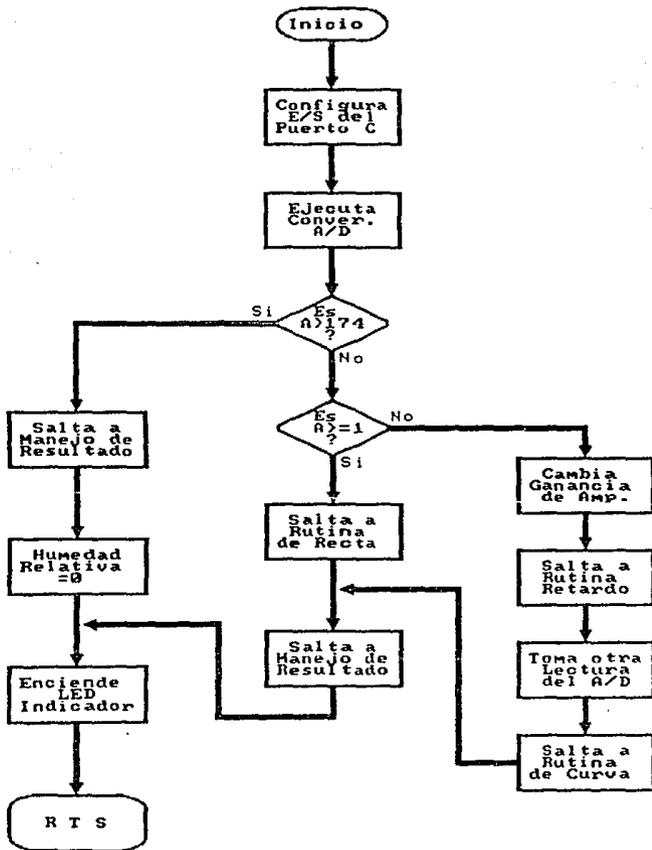
## RUTINA DE MEDICION DE DIRECCION DEL VIENTO



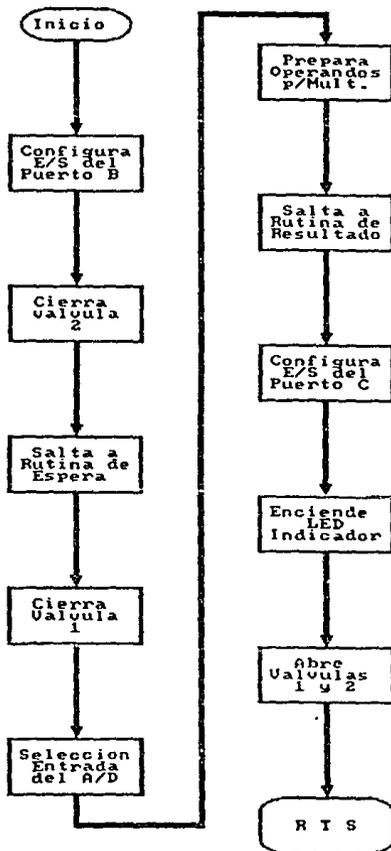
## RUTINA DE MEDICION DE VELOCIDAD DEL VIENTO



## RUTINA DE MEDICION DE HUMEDAD RELATIVA



## RUTINA DE MEDICION DE PRECIPITACION PLUVIAL



Listado del Programa

```
*****
*
* DEFINICION DE VARIABLES Y ETIQUETAS *
*
*****

= 0000      PORTA      EQU      0
= 0001      PORTB     EQU      1
= 0002      PORTC     EQU      2
= 0003      PORTD     EQU      3
= 0004      DDRA      EQU      4
= 0005      DDRB      EQU      5
= 0006      DDRC      EQU      6
= 000E      ADCR      EQU      $E
= 000F      ADDR      EQU      $F
= 0008      TDR       EQU      8
= 0009      TCR       EQU      9
= 05A0      BEGIN     EQU      $5A0
= 05B0      TERROR    EQU      $5B0
= 0590      FORDIS    EQU      $590
= 0500      TABLA     EQU      $500
= 0580      CTEMP     EQU      $580
= 0581      CHUM      EQU      $581
= 0582      CPRES     EQU      $582
= 0583      CVELVI    EQU      $583
= 0584      CDIRVI    EQU      $584
= 0585      CPLUVI    EQU      $585
= 0586      CRESET    EQU      $586
0030        ORC       $30
0030 06      DTABL    DB        6
0031 01      PH       DB        1
0032 01      PL       DB        1
0033 01      TEMPA    DB        1
0034 01      QH       DB        1
0035 01      QL       DB        1
0036 01      TEMPB    DB        1
0037 01      REM      DB        1
0038 01      CENT     DB        1
0039 01      TEMP     DB        1
003A 01      DIGIT    DB        1
003B 01      DIGITO   DB        1
003C 01      WORK2    DB        1
003D 01      WORK3    DB        1
003E 01      WORK4    DB        1
003F 01      INDICE   DB        1
0040 01      INDIC2   DB        1
0041 01      PUNTO    DB        1
0042 01      WORK1    DB        1
0043 01      PROHP    DB        1
0044 01      WORK5    DB        1
```

```
0045 01      WORK6  DB    1
0046 01      CNT    DB    1
0047 01      TEMPC  DB    1
0048 01      RESTA  DB    1
0049 01      LOOP1  DB    1
004A 01      LOOP2  DB    1
004B 03      BCOTAB DB    3
```

```
*****
*
*      RUTINA PARA PRUEBA DE MEMORIA RAM      *
*
*****
```

```
0080                ORG    $80
0080 A6AA      RESET  LDA    #$AA
0082 205E                BRA    FILLR    ;Salta a la rutina de llenado
0084 A655      TEST2  LDA    #$55      ;de localidades de memoria
0086 205A                BRA    FILLR    ;con los valores de prueba
                                ; AA y 55
```

```
*****
*
*      RUTINA PARA PRUEBA DEL TIMER          *
*
*****
```

```
0088                ORG    $88
0088 A66F      TIMER  LDA    #$6F
008A B709                STA    TCR      ;Inhibe interrup. externas.
008C AEFF                LDX    #$FF
008E BF08                STX    TDR      ;Se programa conteo de 255-0.
0090 A64F                LDA    #$4F
0092 B709                STA    TCR      ;Se programa el reloj interno
0094 B308      TESTTH CPX    TDR      ;pone el prescaler a 128 cic.
0096 2664                BNE    ERROR    ;Checa que el Timer trabaja
0098 5A                DECX                ;      correctamente.
0099 A3FF                CPX    #$FF      ;Compara resultado del con-
009B 270F                BEQ    RDY      ;teo, y salta a RDY si es FF.
009D A609                LDA    #$9
009F 4A                REGRES DECA                ;Rutina de 128 ciclos para
00A0 A100                CMP    #$00      ;      probar el funcionamiento
00A2 26FB                BNE    REGRES    ;      del prescaler.
00A4 3FOA                CLR    $00A
00A6 9D                NOP
00A7 9D                NOP
00A8 9D                NOP
00A9 9D                NOP
00AA 20E8                BRA    TESTTH
00AC A640      RDY    LDA    #$40      ;Regresa Timer a valores
00AE B709                STA    TCR      ;      normales de operación.
00B0 81                RTS
```

```

;*****
;*
;*  RUTINA PARA PRUEBA DEL CONVERTIDOR A/D  *
;*
;*****

```

```

00B1          ORG    $B1
00B1 A604     LDA    #$4      ;Elige volt. de referencia y
00B3 CD0111   JSR    CONADR   ; salta a rut. de conversión.
00B6 A1FE     CMP    #SFE     ;Compara result. de conv. A/D
00B8 2706     BEQ    READY    ;diferencia máx. 1 bit, si es
00BA A1FF     CMP    #$FF     ; correcto salta a READY y si
00BC 2702     BEQ    READY    ; no es correcto a ERROR.
00BE 203C     BRA    ERROR
00C0 A61C     READY LDA    #$1C   ;Enciende led ind. de ready
00C2 B706     STA    DDRC     ; a través del puerto C.
00C4 B702     STA    PORTC

```

```

;*****
;*
;*  RUTINA PARA PRUEBA DE DISPLAY  *
;*
;*****

```

```

00C6          ORG    $C6
00C6 AE05     LDX    #$5
00C8 A6FF     LDA    #$FF     ;Inicia cargando el número 8
00CA E730     OCHOS STA  DTABL,X ; en la tabla de datos para
00CC 5A       DECX           ; verificación de todos los
00CD 2AFB     BPL    OCHOS   ; dígitos por medio de rutina
00CF CD0119   JSR    DISTAB  ;de envío de datos a display.
00D2 AE05     LDX    #5
00D4 D605A0   LETRA  LDA  BEGIN,X ;Carga en tabla de datos los
00D7 E730     STA  DTABL,X ; códigos de cada letra de
00D9 5A       DECX           ; SELEC para ser enviada
00DA 2AF8     BPL    LETRA   ; a display por medio de la
00DC CD0119   JSR    DISTAB  ;rutina DISTAB posteriormente
00DF 9D       NOP
00E0 205F     BRA    TECL    ; espera de alguna selección.

```

```

;*****
;*
;*  RUTINA PARA LLENADO DE LAS LOCALIDADES
;*  DE MEMORIA DURANTE LA PRUEBA DE RAM
;*
;*****

```

```

00E2          ORG      $E2
00E2 AE00     FILLR   LDX      $500      ;Inicia guardando el valor de
00E4 E710     FILL    STA      $10,X    ; prueba a partir de la
00E6 5C       INCX   INCX     ; primera localidad de RAM
00E7 A370     CPX    CPX      #$70     ; hasta la última.
00E9 26F9     BNE    BNE     FILL
00EB AE00     LDX    LDX     $500
00ED E110     COMPA  CMP      $10,X    ;Compara el valor de prueba
00EF 260B     BNE    BNE     ERROR      ; con lo leído en cada
00F1 5C       INCX   INCX     ; localidad de RAM, si no es
00F2 A370     CPX    CPX      #$70     ; igual salta a rutina de
00F4 26F7     BNE    BNE     COMPA     ; ERROR.
00F6 A4AA     AND    AND      #$AA     ;Checa si ya se hizo la
00F8 268A     BNE    BNE     TEST2     ;prueba de RAM con el segundo
00FA 208C     BRA    BRA     TIMER     ;valor si es correcto pasa a
;                                     TIMER.

```

```

;*****
;*
;*  RUTINA PARA INDICAR ERROR EN PRUEBAS
;*
;*****

```

```

00FC          ORG      $FC
00FC A61C     ERROR  LDA      $1C      ;Configura entradas y salidas
00FE B706     STA     DDRC     ; del puerto C.
0100 A600     LDA     LDA     $500     ;Enciende el LED indicador de
0102 B702     STA     PORTC    ; ERROR através del puerto C.
0104 AE05     LDX    LDX     $$
0106 D605B0   NXTERR LDA     TERROR,X;Almacena en tabla de datos
0109 E730     STA     DTABL,X ; los códigos de la palabra
010B 5A       DECX   DECX     ; ERROR para ser enviados a
010C 2AF8     BPL    NXTERR ;display através de la rutina
010E CD0119   JSR    DISTAB ; de DISTAB.
0000          END

```

```

;*****
;*
;*  RUTINA DE CONVERSION ANALOGICA-DIGITAL  *
;*
;*****

```

```

0111          ORG     $111
0111 B70E     CONADR  STA     ADCR    ;Guarda en el reg. de control1
0113 0F0EFD   LISTO  BRCLR   7,ADCR,LISTO;la entrada seleccionada,
0116 B60F     LDA     ADRR    ; revisa el cambio del bit 7
0118 81       RTS         ;          en ADCR para tomar el
                                ; resultado de la conversión
                                ;          del ADRR.

```

```

;*****
;*
;*  RUTINA DE DISPLAY  *
;*
;*****

```

```

0119          ORG     $119
0119 3F02     DISTAB CLR     PORTC
011B A603     LDA     #$03    ;Configura entradas y salidas
011D B706     STA     DDRC    ;          del puerto C.
011F AE05     LDX     #$5
0121 E630     DISCHR LDA     DTABL,X ;Carga acumul. con el primer
0123 CD012A   JSR     DISPLY ; digito de la tabla de datos
0126 5A       DECX          ;          a ser enviado y pasa
0127 2AF8     BPL     DISCHR ;          a rutina DISPLY.
0129 81       RTS
012A BF42     DISPLY STX     WORK1 ;Guarda número de digito.
012C 1102     BCLR   0,PORTC ;Limpia bit salida de datos.
012E AE08     LDX     #$08
0130 48       DIS1  LSLA          ;Manda digito en forma serie
0131 2402     BCC     DIS2 ;con corrimientos y revisión
0133 1000     BSET   0,PORTC ;          del carry.
0135 1202     DIS2  BSET   1,PORTC ;Genera pulso de reloj a
0137 1302     BCLR   1,PORTC ;          través del bit 1
0139 1102     BCLR   0,PORTC ;          del puerto C.
013B 5A       DECX
013C 26F2     BNE     DIS1 ;Revisa si mandó los 8 bits.
013E BE42     LDX     WORK1 ;Restaura el núm. de digito
0140 81       RTS         ;y regresa por el siguiente.

```

```

;*****
;*
;*          RUTINA DE TECLADO Y DECODIFICACION          *
;*
;*****
0141          ORG          $141
0141 3F00      TECL      CLR          PORTA
0143 A6F0          LDA          #38      ;Configura entradas y salidas
0145 B704          STA          DDRA      ;          del puerto A.
0147 9D          STOP      NOP          ;Aguarda por una interrupción
0148 2FFD          BIH      STOP      ;          debida a las teclas.
014A A6EF      KEYSN      LDA          #37      ;Revisa opresión de tecla
014C B700          STA          PORTA      ;          en la primera columna.
014E 2E05      REPEAT    BIL      GOTIT     ;Revisa interrup. por tecla.
0150 3800          LSL      PORTA      ;Revisa segunda columna.
0152 25FA          BCS      REPEAT     ;Continúa si hay + columnas.
0154 80          RETURN   RTI          ;Regreso de interrupción.
0155 B600          GOTIT   LDA          PORTA ;Lee código de tecla oprim.
0157 ADOC          BSR      DBOUNC      ;Pasa a rut. Prueba de Ruido.
0159 2FF9          BIH      RETURN     ;Falsa presión tecla regresa.
015B 2EFE          BIL      RELEAS      ;Espera que se suelte tecla.
015D AD06          BSR      DBOUNC
015F 2EFA          BIL      RELEAS      ;La tecla no ha sido soltada.
0161 3F00          CLR      PORTA
0163 2006          BRA      DECODE     ;Pasa a rut. de Decodif.
0165 AEFF          DBOUNC  LDX          #5FF ;Rutina de Prueba de Ruido o
0167 5A          AGAIN    DECX         ; pausa para asegurar que fue
0168 26FD          BNE      AGAIN      ;          oprimida alguna tecla.
016A 81          RTS
0168 C10586      DECODE   CMP          CRESET   ;Compara el código de la tec.
016E 2720          BEQ      SRESET     ; presionada y continúa en la
0170 C10580      CMP          CTEMP     ; sub-rutina correspondiente.
0173 271F          BEQ      STEMP
0175 C10581      CMP          CHUH
0178 271F          BEQ          SHUM
017A C10582      CMP          CPRES
017D 271F          BEQ          SPRES
017F C10583      CMP          CVELVI
0182 271F          BEQ          SVELVI
0184 C10584      CMP          CDIRVI
0187 271F          BEQ          SDIRVI
0189 C10585      CMP          CPLUVI
018C 271F          BEQ          SPLUV
018E AD81          BSR          TECL
0190 BD80          SRESET  JSR          RESET   ;Salto a subrutina de acuerdo
0192 ADAD          ADAD     BSR          TECL      ; con el código de la tecla.
0194 CD0280      STEMP    JSR          TEMPER
0197 ADA8          BSR          TECL
0199 CD039C      SHUM     JSR          HUMEDAD
019C ADA3          BSR          TECL

```

019E	CD0310	SPRES	JSR	PRESION
01A1	AD9E		BSR	TECL
01A3	CD037E	SVELVI	JSR	ANEMOMET
01A6	AD99		BSR	TECL
01A8	CD0344	SDIRVI	JSR	ANEMOSC
01AB	AD94		BSR	TECL
01AD	CD049E	SPLUV	JSR	PLUVIOM
01B0	AD8F		BSR	TECL

```

;*****
;*
;*  RUTINA DE MULTIPLICACION DE 16x16 BITS
;*
;*****

```

01B2		ORG	\$1B2	
01B2	AE10	MULT	LDX	#16 ;Algoritmo para multiplicar
01B4	3F33		CLR	TEMPA ;dos palabras de 16 bits cada
01B6	3F36		CLR	TEMPB ; una, formadas como sigue:
01B8	3634		ROR	QH ; (PH, PL) y (QH, QL)
01BA	3635		ROR	QL ;con 32 bits de resultado en:
01BC	240C	NXT	BCC	ROTAT ; (TEMPA,TEMPB,QH,QL).
01BE	B636		LDA	TEMPB
01C0	BB32		ADD	PL
01C2	B736		STA	TEMPB
01C4	B633		LDA	TEMPA
01C6	B931		ADC	PH
01C8	B733		STA	TEMPA
01CA	3633	ROTAT	ROR	TEMPA
01CC	3636		ROR	TEMPB
01CE	3634		ROR	QH
01D0	3635		ROR	QL
01D2	5A		DECX	
01D3	26E7		BNE	NXT
01D5	81		RTS	

```

;*****
;*
;*  RUTINA PARA CONVERSION DE FRACCIONES
;*  HEXADECIMALES A BCD
;*
;*****

```

01D6		ORG	\$1D6	
01D6	AE02	CONHBF	LDX	#2 ;Carga el reg. indice con el
01D8	BF44		STX	WORK5 ; num. de decimales a pedir.
01DA	B634	START	LDA	QH ;Para la conversión se usa el
01DC	B735		STA	QL ; alg. de mult. de la base
01DE	3F34		CLR	QH ; de convers. por la palabra.

```

01E0 A60A      LDA    #50A    ;Carga el acum. con la base
01E2 B731      STA    PH     ; de conv. y almacena los
01E4 3F32      CLR    PL     ; valores en las variables
01E6 CD01B2    JSR    MULT   ;usadas en la multiplicación.
01E9 BE44      LDX    WORKS
01EB B636      LDA    TEMPB  ;Guarda el entero del result.
01ED E73A      STA    DIGIT,X ; de mult. como 1er. decimal.
01EF 5A        DECX
01F0 BF44      STX    WORKS
01F2 2AE6      BPL    START  ;Salta a calc. el 2do. dec.
01F4 AE01      LDX    #1     ;Coloca en una sola palabra
01F6 E63A      LDA    DIGIT,X ; de 8 bits el resultado de
01F8 B73B      STA    DIGITO ; la conv. por medio de reg.
01FA 5C        INCX ; temporales y corrimientos,
01FB E63A      LDA    DIGIT,X ; quedando finalmente cargado
01FD 48        LSLA ; en el acumulador.
01FE 48        LSLA
01FF 48        LSLA
0200 48        LSLA
0201 BA3B      ORA    DIGITO
0203 81        RTS
    
```

```

;*****
;*
;*          RUTINA PARA CONVERSION A FORMATO
;*          DE DISPLAY
;*
;*****
    
```

```

0204          ORG    $204
0204 AE06      FRMOSP LDX    #56    ;Carga el reg. X con el núm.
0206 BF3F      STX    INDICE  ; de digitos a usar en disp.
0208 AE00      LDX    #0
020A BF40      STX    INDIC2
020C E64B      NXTBCD LDA    BCDTAB,X;Carga el acumul. con los 2
020E A4F0      AND    #5F0   ; digitos BCD más signific.
0210 44        LSRA   ; y quita el menos signific.,
0211 44        LSRA   ; recorre el ler. a la pos.
0212 44        LSRA   ;del menos significativo para
0213 44        LSRA   ; que sirva como indice en la
0214 97        TAX    ; tabla FORDIS que contiene
0215 D60590    LDA    FORDIS,X; los cod. de los digitos BCD.
0218 BE3F      LDX    INDICE
021A 5A        DECX
021B E730      STA    DTABL,X ;Guarda el código en DTABL.
021D BF3F      STX    INDICE
021F BE40      LDX    INDIC2
0221 E648      LDA    BCDTAB,X;Carga de nuevo los 2 digitos
0223 A40F      AND    #50F   ;más significantes para hacer
0225 97        TAX    ; la conversión del 2do. dig.
0226 D60590    LDA    FORDIS,X
    
```

0229 BE3F		LDX	INDICE	
0228 5A		DECX		
022C E730		STA	DABL,X	;Guarda el código en DTABL.
022E BF3F		STX	INDICE	
0230 2707		BEQ	SALIDA	;Revisa si hay más dígitos.
0232 BE40		LDX	INDIC2	
0234 5C		INCX		
0235 BF40		STX	INDIC2	
0237 20D3		BRA	NXTBCD	;Salta por el sig. par de
0239 81	SALIDA	RTS		; caracteres BCD.

```

*****
*
*      RUTINA DE CONVERSION DE ENTEROS
*      HEXADECIMALES A BCD
*
*
*****

```

023A		ORG	\$23A	
023A AEFF	CONHDE	LDX	#\$FF	;Carga el reg. indice con -1.
023C 99		SEC		;Coloca el carry en 1.
023D 9D	D100	NOP		
023E 5C		INCX		
023F A064		SUB	#100	;Resta 100 al acumulador
0241 24FA		BCC	D100	; hasta que sea menor a 100
0243 AB64		ADD	#100	;revisando el carry y llevan-
0245 B737		STA	REM	do el # de veces restado con
0247 9F		TXA		el reg. de indice guardándo-
0248 B738		STA	CENT	lo en CENT, el resto en REM.
024A B637		LDA	REM	;Carga el acum. con el resto.
024C AEFF		LDX	#\$FF	;Vuelve a hacer lo mismo
024E 99		SEC		; pero ahora le resta 10, y
024F 9D	D10	NOP		; cuenta el núm. de veces con
0250 5C		INCX		el reg. indice (decenas) y
0251 A00A		SUB	#10	el resto lo guarda temporal-
0253 24FA		BCC	D10	; mente en TEMP (unidades).
0255 AB0A		ADD	#10	
0257 B739		STA	TEMP	
0259 9F		TXA		;Coloca en una sola palabra
025A 48		LSLA		;de 8 bits que será el acumu-
025B 48		LSLA		; lador el resultado de las
025C 48		LSLA		; decenas y las unidades,
025D 48		LSLA		; enviándolo después al
025E BA39		ORA	TEMP	; registro indice.
0260 97		TAX		
0261 B638		LDA	CENT	;Carga el acumulador con las
0263 81		RTS		; centenas.

```

*****
;*
;*
;*   RUTINA PARA MANEJO DE RESULTADOS
;*
;*
*****

```

```

0264                ORG     $264
0264 B735           MANRES STA     QL           ;Guarda factor de la variable
0266 CD01B2        JSR     MULT          ; a medir y pasa a la mult.
0269 B636           SPECIAL1 LDA     TEMPB   ;Carga el acum. con la parte
026B CD023A        SPECIAL1 JSR     CONHDE  ; menos signif. entera del
026E B74B           STA     BCDTAB      ;resul. luego a conv. hex-BCD
0270 9F            TXA     TXA           ;guardando centenas en BCDTAB
0271 AE01           LDX     #1           ; y las decenas y unidades en
0273 E74B           STA     BCDTAB,X;   la variable BCDTAB+1.
0275 BF45           STX     WORK6       ;Sajva el registro indice.
0277 CD01D6        JSR     CONHBF       ;Brinca conv. fracc. hex-BCD.
027A BE45           LDX     WORK6       ;Carga el reg. indice, lo
027C 5C            INCX    ;           incrementa y guarda el
027D E74B           STA     BCDTAB,X;resul. de conv. en BCDTAB+2.
027F AE05           LDX     #5
0281 A600           LDA     #0
0283 E730           CLEAR  STA     DTABL,X ;Carga ceros en DTABL para
0285 5A            DECB   ; borrar la última lectura de
0286 2AFB           BPL     CLEAR        ; del display.
0288 CD0119        JSR     DISTAB       ;Salta a rutina de display.
028B CD0204        JSR     FRMDSP      ;Salta a Formateo para disp.
028E AE05           LDX     #5
0290 E630           SIGUE  LDA     DTABL,X ;Carga acum. con 1º dígito
0292 A1D7           CMP     #5D7        ; a disp. y revisa si es cero
0294 2702           BEQ     BLANK       ;comparándolo contra su mismo
0296 200B           BRA     EXIT        ; código mandando un espacio
0298 A600           BLANK  LDA     #0     ; en su lugar, continuando con
029A E730           STA     DTABL,X    ; esto hasta encontrar alguno
029C 5A            DECB   ; que no sea o hasta llegar al
029D A302           CPX     #2         ; dígito de unidades donde lo
029F 2702           BEQ     EXIT        ;           deja como estaba.
02A1 20E0           BRA     SIGUE
02A3 AE02           EXIT  LDX     #2
02A5 E630           LDA     DTABL,X ;Carga el acum. con el dígito
02A7 B741           STA     PUNTO      ;unidades y enciende el bit 3
02A9 1641           BSET   3,PUNTO    ; para encender LED del punto
02AB B641           LDA     PUNTO      ; decimal y regresándolo a la
02AD E730           STA     DTABL,X    ; misma posición en la tabla
02AF 81            RTS     ;           del display.

```

```

*****
*
*   RUTINA PARA MEDICION  DE TEMPERATURA
*
*****
02B0          ORG    $2B0
02B0 A680     TEMPER LDA    #580 ;Configura entradas y salidas
02B2 B706     STA    DDRC ; del puerto C.
02B4 1E02     BSET   7,PORTC ;Direcciona multiplexor.
02B6 AE0A     LDX    #10 ;Carga indice para 10 lect.
02B8 A602     CARL2  LDA    #02 ;Selecciona entrada 2 del A/D
02BA CD0111   JSR    CONADR ;Brinca a rutina de A/D.
02BD A30A     CPX    #10
02BF 2703     BEQ    CARLOS
02C1 B843     ADD    PROMP ;Suma conversión a promedio.
02C3 47       ASRA   ;Divide entre 2.
02C4 B743     CARLOS STA    PROMP ;Guarda promedio.
02C6 5A       DECX
02C7 2702     BEQ    MULTP
02C9 20ED     BRA    CARL2
02CB B643     MULTP LDA    PROMP ;Rutina que prepara los
02CD B731     STA    PH ; operandos para la
02CF 3F32     CLR    PL ; multiplicación.
02D1 3F34     CLR    QH
02D3 A664     LDA    #$54
02D5 B735     STA    QL
02D7 CD01B2   JSR    MULT ;Brinca a rutina multiplic.
02DA B636     LDA    TEMPB
02DC A114     CMP    #$14 ;Checa si la temper. es nega-
02DE 2513     BCS    NEGATIVA;tiva si es salta a NEGATIVA.
02E0 A014     SUB    #$14 ;Resta 20 a resultado.
02E2 CD026B   JSR    SPECIAL ;Salta a manejo de result.
02E5 CD0119   JSR    DISTAB ;Salta a rutina de display.
02E8 3F02     CLR    PORTC
02EA A61C     LDA    #$1C ;Configura entradas y salidas
02EC B706     STA    DDRC ; del puerto C.
02EE A608     LDA    #$8 ;Enciende el LED indicador.
02F0 B702     STA    PORTC
02F2 81       RTS
02F3 B748     NEGATIVA STA  RESTA ;Rutina para manejo de tempe-
02F5 A614     LDA    #$14 ; raturas negativas.
02F7 B048     SUB    RESTA
02F9 CD026B   JSR    SPECIAL ;Salta a manejo de resultados
02FC A620     LDA    #$20 ;Guarda código para signo ne-
02FE AE05     LDX    #5 ; gativo en tabla de display.
0300 E730     STA    DTABL,X
0302 CD0119   JSR    DISTAB ;Salta a rutina de Display.
0305 3F02     CLR    PORTC ;Codifica entradas y salidas
0307 A61C     LDA    #$1C ; del puerto C.
0309 B706     STA    DDRC
030B A608     LDA    #$8 ;Enciende el LED indicador.
030D B702     STA    PORTC
030F 81       RTS

```

```

;*****
;*
;*          RUTINA PARA MEDICION  DE PRESION
;*
;*****

```

```

0310          ORG      $310
0310 A680     PRESION LDA      #580      ;Configura entradas y salidas
0312 B706     STA      DDRC           ;                del puerto C.
0314 1F02     BCLR    7,PORTC        ;Direcciona multiplexor.
0316 AE0A     LDX      #10           ;Carga indice para 10 lect.
0318 A602     JUAN2   LDA      #2      ;Seleccidna entrada del A/D.
031A CD0111   JSR     CONADR         ;Salta a rutina de A/D.
031D A30A     CPX      #10
031F 2703     BEQ     JUAN
0321 BB43     ADD     PROMP          ;Suma conversión a promedio.
0323 47       ASRA
0324 B743     JUAN   STA      PROMP   ;Guarda promedio.
0326 5A       DECCX
0327 2702     BEQ     MULTPY
0329 20ED     BRA     JUAN2
032B B643     MULTPY LDA      PROMP   ;Rutina que prepara los
032D B731     STA      PH            ; operandos para la rutina
032F 3F32     CLR     PL            ;                de multiplicación.
0331 A615     LDA      #55          ;Carga acum. con factor conv.
0333 CD0264   JSR     MANRES        ;Salta a manejo de result.
0336 CD0119   JSR     DISTAB       ;Salta a rutina de display.
0339 3F02     CLR     PORTC
033B A61C     LDA      #51C        ;Configura entradas y salidas
033D B706     STA      DDRC           ;                del puerto C.
033F A604     LDA      #54          ;Enciende LED indicador.
0341 B702     STA      PORTC
0343 81       RTS

```

```

;*****
;*
;*          RUTINA PARA MEDICION DE
;*          LA DIRECCION DEL VIENTO
;*
;*****

```

```

0344          ORG      $344
0344 AE00     ANEMOSC LDX      #0
0346 BF3D     STX     WORK3         ;Salva registro indice.
0348 3F01     CLR     PORTB        ;limpia el puerto B.
034A A60F     LDA      #50F
034C B705     STA      DDBR        ;Configura el puerto B.
034E B601     LDA      PORTB       ;Lee cod. direcc. del viento

```

```

0350 44          LSRA          ;Recorre cod. para ser usado
0351 44          LSRA          ; como indice en la tabla de
0352 44          LSRA          ;
0353 44          LSRA          ; códigos de dirección del
0354 48          ASLA          ; viento.
0355 B73E       STA          WORK4 ;Multiplica el código leído
0357 48          ASLA          ; por 6 para que sirva como
0358 BB3E       ADD          WORK4 ; indice al transferirlo al
035A 97          TAX          ; registro indice y salvándolo
035B BF3C       STX          WORK2 ; temporalmente.
035D D60500     INCREM        LDA          TABLA,X ;Carga acum. con código de
0360 BE3D       LDA          WORK3 ; la direcc. en TABLA y lo
0362 E730       STA          DTABL,X ; va guardando en tabla de
0364 5C         INCX          ; display de acuerdo con los
0365 A306       CPX          #6    ; índices que se manejan y
0367 2707       BEQ          INDAME ; brincando luego a INDAME.
0369 BF3D       STX          WORK3
036B BE3C       LDX          WORK2
036D 5C         INCX
036E 20EB       BRA          INCREM
0370 3F02       CLR          PORTC ;Limpia puerto C.
0372 A61C       LDA          #S1C ;Codifica entrada y salidas
0374 B706       STA          DDRC ; del puerto C.
0376 A614       LDA          #S14 ;Carga acum. con código para
0378 B702       STA          PORTC ; encender LED indicador.
037A CD0119     JSR          DISTAB ;Brinca a rutina de display.
037D 81         RTS

```

```

;*****
;*
;*          RUTINA PARA MEDICION DE
;*          LA VELOCIDAD DEL VIENTO
;*
;*****

```

```

037E          ORG          $37E
037E A603       ANEMOMET     LDA          #3    ;Selecciona entrada analógica
0380 CD0111     JSR          CONADR ; y brinca a conversión A/D.
0383 B731       STA          PH    ;Guarda result. de conversión
0385 3F32       CLR          PL
0387 3F34       CLR          QH
0389 A6A4       LDA          #SA4  ;Carga factor de conversión y
038B CD0264     JSR          MANRES ;pasa a Manejo de Resultados.
038E CD0119     JSR          DISTAB ;Brinca a rutina de Display.
0391 3F02       CLR          PORTC ;Limpia puerto C.
0393 A61C       LDA          #S1C ;Codifica entradas y salidas
0395 B706       STA          DDRC ; del puerto C.
0397 A618       LDA          #S18 ;Carga acum. con código para
0399 B702       STA          PORTC ; encender LED indicador.
039B 81         RTS

```



03F6	BB36		ADD	TEMPB	
03F8	B731		STA	PH	
03FA	B634		LDA	QH	
03FC	B734		STA	QH	
03FE	A633		LDA	#533	
0400	B732		STA	PL	
0402	3F35		CLR	QL	
0404	CD044B		JSR	DIV	;Salta a rutina de división.
0407	A6A6		LDA	#\$A6	
0409	B731		STA	PH	
040B	A67A		LDA	#\$7A	
040D	B734		STA	QH	
040F	B636		LDA	TEMPB	
0411	B732		STA	PL	
0413	B634		LDA	QH	
0415	B735		STA	QL	
0417	CD044B		JSR	DIV	;Salta a rutina de división.
041A	200F		BRA	CONTI	
041C	CD0269	SALE	JSR	SPECIAL1	;Salta a Manejo de resultado.
041F	CD0119		JSR	DISTAB	;Salta a rutina de Display.
0422	3F02		CLR	PORTC	
0424	A61C		LDA	#\$1C	;Configura entradas y salidas
0426	B706		STA	DDRC	;del puerto C.
0428	CD0113		JSR	LISTO	;Salta a rutina LISTO.
042B	A642	CONTI	LDA	#\$42	
042D	B732		STA	PL	
042F	A6B2		LDA	#\$B2	
0431	B735		STA	QL	
0433	B634		LDA	QH	
0435	B035		SUB	QL	
0437	B734		STA	QH	
0439	B636		LDA	TEMPB	
043B	B232		SBC	PL	
043D	B736		STA	TEMPB	
043F	20DB		BRA	SALE	
0441	AE30	RELEE	LDX	#530	;Subrutina para conmutación
0443	5A	DECRE	DECX		; de ganancia en el circuito
0444	26FD		BNE	DECRE	; de medición de humedad.
0446	AE01		LDX	#1	
0448	BFOE		STX	ADCR	
044A	81		RTS		
044B	3F46	DIV	CLR	CNT	;Subrutina para división de
044D	3432	BUSCA	LSR	PL	; números de 16x16 bits,
044F	3635		ROR	QL	; enteros y fracciones.
0451	3C46		INC	CNT	
0453	2408		BCC	NOUNO	
0455	3A46		DEC	CNT	
0457	3935		ROL	QL	
0459	3932		ROL	PL	
045B	2006		BRA	SIGUEN	
045D	B646	NOUNO	LDA	CNT	
045F	A108		CMP	#\$B	
0461	25EA		BLO	BUSCA	

```

0463 3F33      SÍGUEN  CLR  TEMPB
0465 3F36      CLR  TEMPB
0467 A610      LDA  #16
0469 B046      SUB  CNT
046B 97        TAX
046C CD047F    DIVENT JSR  OPDIV
046F 3936      ROL  TEMPB
0471 5A        DECX
0472 26F8      BNE  DIVENT
0474 CD047F    DIVFRA JSR  OPDIV
0477 3934      ROL  QH
0479 5C        INCX
047A A308      CPX  #B
047C 25F6      BLO  DIVFRA
047E 81        RTS
047F 3834      OPDIV  LSL  QH      ; Rutina de algoritmo de la
0481 3931      ROL  PH      ;           división.
0483 3936      ROL  TEMPB
0485 3933      ROL  TEMPB
0487 6636      LDA  TEMPB
0489 B035      SUB  QL
048B B747      STA  TEMPC
048D B633      LDA  TEMPB
048F B232      SBC  PL
0491 2509      BCS  REZERO
0493 B733      STA  TEMPB
0495 B647      LDA  TEMPC
0497 B736      STA  TEMPB
0499 99        SEC
049A 2001      BRA  TERM
049C 98        REZERO CLC
049D 81        TERM   RTS
    
```

```

;*****
;*
;*          RUTINA PARA MEDICION DE          *
;*          PRECIPITACION PLUVIAL          *
;*
;*****
    
```

```

049E          ORG  $49E
049E 3F01      PLUVIOM CLR  PORTB
04A0 A603      LDA  #03      ; Configura entradas y
04A2 B705      STA  DDRB      ;   salidas del puerto B.
04A4 1201      BSET 1,PORTB ; Cierra válvula 2.
04A6 CD04CF    JSR  TIEMPO ; Salta a rutina de espera.
04A9 1001      BSET 0,PORTB ; Cierra válvula 1.
04AB A600      LDA  #0      ; Selecciona entrada del A/D.
04AD CD0111    JSR  CONADR ; Salta a rutina de A/D.
04B0 B731      STA  PH      ; Prepara operandos para la
    
```

```

04B2 3F32          CLR    PL           ;          multiplicación.
04B4 A608          LDA    #58         ;Carga acum. con factor conv.
04B6 B734          STA    QH          ;          parte entera.
04B8 A600          LDA    #500        ;Carga fact. conv. decimal.
04BA CD0264        JSR    MANRES      ;Salta a manejo de result.
04BD CD0119        JSR    DISTAB     ;Salta a rutina de display.
04C0 3F02          CLR    PORTC
04C2 A61C          LDA    #51C       ;Configura entradas y salidas
04C4 B706          STA    DDRC       ;          del puerto C.
04C6 A610          LDA    #510       ;Enciende LED indicador.
04C8 B702          STA    PORTC
04CA 1301          BCLR   1,PORTB    ;Rutina que abre las
04CC 1101          BCLR   0,PORTB   ;          válvulas 1 y 2.
04CE 81           RTS
04CF AE3D          LDX    #53D       ;Rutina de espera 60 segundos
04D1 BF49          TIEMPO1 STX    LOOP1   ;para llenado de pluviómetro.
04D3 AE1F          LDX    #51F
04D5 BF4A          TIEMPO2 STX    LOOP2
04D7 B088          JSR    TIMER     ;Salta a rutina TIMER.
04D9 BE4A          LDX    LOOP2
04DB 5A           DECX
04DC 26F7          BNE    TIEMPO2
04DE BE49          LDX    LOOP1
04E0 5A           DECX
04E1 26EE          BNE    TIEMPO1
04E3 81           RTS
    
```

```

*****
;
;          VECTOR DE RESET
;
*****
    
```

```

OFFE          ORG    $FFE
OFFE 80        DB    RESET
OFFF 80        DB    RESET
    
```

--- TABLA DE VARIABLES ---

ADCR	000E	EXIT	02A3	RELEAS	015B
ADDR	000F	FILL	00E4	RELEE	0441
AGAIN	0167	FILLR	00E2	REM	0037
ANEMOMET	037E	FORDIS	0590	REPEAT	014E
ANEMOSC	0344	FRMDSP	0204	RESET	0080
BCDTAB	004B	FUN_A	03BF	RESTA	0048
BEGIN	05A0	FUN_B	03E7	RETURN	0154
BLANK	0298	GOTIT	0155	REZERO	049C
BUSCA	044D	HUMEDAD	039C	ROTAT	01CA
CARL2	0288	INCREM	035B	SALE	041C
CARLOS	02C4	INDAME	0370	SALIDA	0239
CDIRVI	0584	INDIC2	0040	SDIRVI	01A8
CENT	0038	INDICE	003F	SHUM	0199
CHUM	0581	JUAN	0324	SIGUE	0290
CLEAR	0283	JUAN2	0318	SIGUEN	0463
CNT	0046	KEYSCN	014A	SPECIAL	0268
COMPA	00ED	LETRA	00D4	SPECIAL1	0269
CONADR	0111	LISTO	0113	SPLUV	01AD
CONHBF	0106	LOOP1	0049	SPRES	019E
CONHDE	023A	LOOP2	004A	SRESET	0190
CONTI	042B	MANRES	0264	START	01DA
CPLUVI	0585	MULT	0182	STEMP	0194
CPRES	0582	MULTP	02CB	STOP	0147
CRESET	0586	MULTPY	032B	SVELVI	01A3
CTEMP	0580	NEGATIVA	02F3	TABLA	0500
CURVA	03D9	NOUNO	045D	TCR	0009
CVELVI	0583	NXT	018C	TDR	0008
D10	024F	NXTBCD	020C	TECL	0141
D100	023D	NXTERR	0106	TEMP	0039
DBOUNC	0165	OCHOS	00CA	TEMPA	0033
DDRA	0004	OPDIV	047F	TEMPB	0036
DDRB	0005	PH	0031	TEMPC	0047
DDRC	0006	PL	0032	TEMPER	02B0
DECODE	016B	PLUVIOM	049E	TERM	049D
DECRE	0443	PORTA	0000	TERROR	05B0
DIGIT	003A	PORTB	0001	TEST2	0084
DIGITO	003B	PORTC	0002	TESTTM	0094
DIS1	0130	PORTD	0003	TIEMPO	04CF
DIS2	0135	PRESION	0310	TIEMPO1	04D1
DISCHR	0121	PROMP	0043	TIEMPO2	04D5
DISPLY	012A	PUNTO	0041	TIMER	0088
DISTAB	0119	QH	0034	WORK1	0042
DIV	044B	QL	0035	WORK2	003C
DIVENT	046C	RDY	00AC	WORK3	003D
DIVFRA	0474	READY	00C0	WORK4	003E
DTABL	0030	RECTA	03B1	WORK5	0044
ERROR	00FC	REGRES	009F	WORK6	0045

#### IV.e. Diagrama General

En la figura 4.21, se presenta el diagrama de bloques general de la estación meteorológica portátil y en la figura 4.22 el diagrama electrónico general, incluyendo la fuente de poder formada por: dos baterías recargables de 12 volts, un regulador de voltaje dual *XR-4194N* con sus componentes externos asociados para funcionamiento a  $\pm 12$  V, un regulador de voltaje *7805* (+5 V) y dos fusibles para protección de sobrecarga sobre las líneas de alimentación positiva y negativa.

Al final de la presente sección se incluye el listado de los componentes correspondientes.

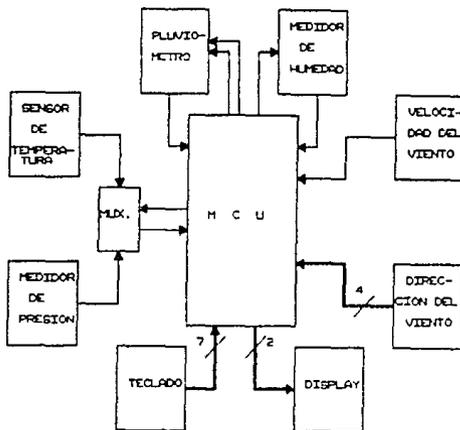
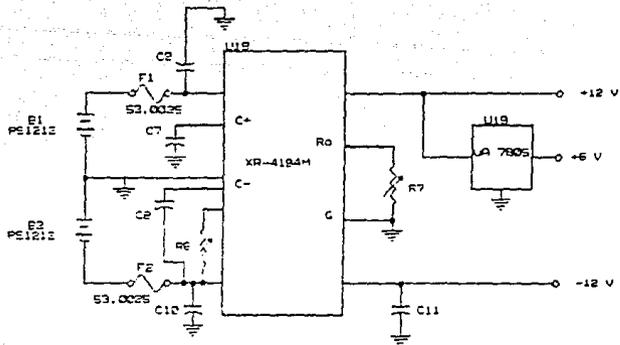
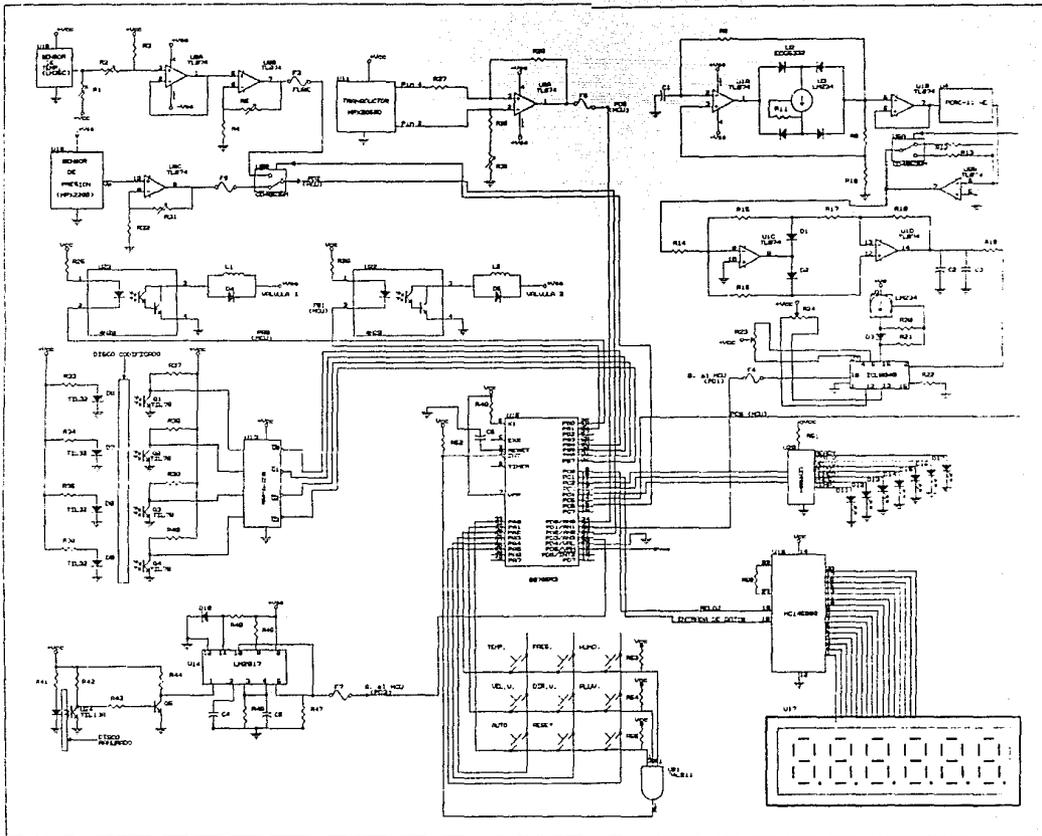


Figura 4.21. Diagrama de bloques general de la estación meteorológica portátil.





### LISTADO DE COMPONENTES

<u>REFERENCIA</u>	<u>DENOMINACION COMERCIAL</u>	<u>D E S C R I P C I O N</u>
<b>Baterías:</b>		
B <sub>1</sub> , B <sub>2</sub>	PS1212	Batería recargable de 12 V, 1.2 A.H.
<b>Capacitores:</b>		
C <sub>1</sub> , C <sub>9</sub> , C <sub>10</sub>		0.01 microF @ 50 V, cerámica.
C <sub>2</sub>		0.1 microF @ 50 V, cerámica.
C <sub>3</sub>		10 microF @ 16 V, microlítico.
C <sub>4</sub> , C <sub>7</sub> , C <sub>8</sub>		1,000 picoF @ 500 V, cerámica.
C <sub>5</sub>		0.47 microF @ 50 V, cerámica.
C <sub>6</sub>		1 microF @ 50 V, cerámica.
C <sub>11</sub>		4.7 microF @ 25 V, tantalio.
<b>Diodos:</b>		
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	1N914	Diodo de pequeña señal.
D <sub>3</sub>	1N457	Rectificador de conmutación rápida.
D <sub>4</sub> , D <sub>5</sub> , D <sub>10</sub>	ECG116	Rectificador de propósito general.
D <sub>6</sub> a D <sub>9</sub>	TIL 32	Diodo emisor de luz infrarroja.
D <sub>11</sub> a D <sub>16</sub>	DELT35YY	Diodo emisor de luz.
D <sub>17</sub>	DELT35GG	Diodo emisor de luz.
<b>Fusibles:</b>		
F <sub>1</sub> , F <sub>2</sub>	53.0025	Fusible 0.25 A @ 250 V.
F <sub>3</sub> a F <sub>7</sub>		Picofusible.

(Cont...)

(Cont...)

**LISTADO DE COMPONENTES**

REFERENCIA	DENOMINACION COMERCIAL	DESCRIPCION
<i>Transistores:</i>		
Q <sub>1</sub> a Q <sub>4</sub>	T1L78	Fototransistores
Q <sub>5</sub>	2N2222	Transistor NPN
<i>Resistencias:</i>		
R <sub>1</sub> , R <sub>12</sub> , R <sub>31</sub>	68WR500K	500 Kohm, 1/2 W, pot. 20 vueltas, TC 100 ppm/°C, aj. = 240 400 y 358 Kohms.
R <sub>2</sub> , R <sub>22</sub>	68WR1K	1 Kohm, 1/2 W, pot. 20 vueltas, TC 100 ppm/°C, ajuste = 485 ohms.
R <sub>3</sub> , R <sub>29</sub>		15 Kohms, 1/4 W, 1%.
R <sub>4</sub> , R <sub>44</sub>		1 Kohm, 1/4 W, 1%.
R <sub>5</sub> , R <sub>13</sub>	68WR5K	5 Kohm, 1/2 W, pot. 20 vueltas, TC 100 ppm/°C, ajuste = 4 y 2 Kohms.
R <sub>6</sub> , R <sub>30</sub>	68WR100K	100 Kohms, 1/2 W, pot. 20 vueltas, TC 100 ppm/°C.
R <sub>7</sub> , R <sub>11</sub>	68WR50	50 ohms, 1/2 W, pot. 20 vueltas, TC 100 ppm/°C, ajuste = 22.5 ohms.
R <sub>8</sub>		1 Mohm, 1/4 W, 5%.
R <sub>9</sub>		120 ohms, 1/4 W, 5%.
R <sub>10</sub>		1.5 Kohms, 1/4 W, 5%.
R <sub>14</sub> a R <sub>18</sub>		10 Kohms, 1/4 W, 1%.
R <sub>19</sub>		10 Kohms, 1/4 W, 1%, película metálica, bajo TC.
R <sub>20</sub>	68WR200	200 ohms, 1/2 W, pot. 20 vueltas, TC 100 ppm/°C, ajuste = 128 ohms.
R <sub>21</sub>		1.2 Kohms, 1/4 W, 5%.

(Cont...)

(Cont...)

**LISTADO DE COMPONENTES**

REFERENCIA	DENOMINACION COMERCIAL	DESCRIPCION
<b>Resistencias:</b>		
R <sub>23</sub> , R <sub>24</sub>	68WR2K	2 Kohms, 1/2 W, pot. 20 vueltas.
R <sub>25</sub> , R <sub>26</sub> , R <sub>32</sub>		1.8 Kohms, 1/4 W, 5%.
R <sub>27</sub>		18 Kohms, 1/4 W, 1%.
R <sub>28</sub> , R <sub>50</sub>		180 Kohms, 1/4 W, 1%.
R <sub>29</sub>		150 Kohms, 1/4 W, 1%.
R <sub>33</sub> a R <sub>36</sub> , R <sub>41</sub>		390 ohms, 1/4 W, 5%.
R <sub>37</sub> a R <sub>40</sub> , R <sub>42</sub>		4.7 Kohms, 1/4 W, 5%.
R <sub>43</sub> , R <sub>47</sub> , R <sub>48</sub>		10 Kohms, 1/4 W, 5%.
R <sub>45</sub>		470 ohms, 1/4 W, 5%.
R <sub>46</sub>	68WR200K	200 Kohms, 1/2 W, pot. 20 vueltas, TC 100 ppm/°C, ajuste $\approx$ 110 Kohms.
R <sub>51</sub>		330 ohms, 1/4 W, 5%.
R <sub>52</sub> a R <sub>55</sub>		2.7 Kohms, 1/4 W, 5%.

**Circuitos Integrados:**

U <sub>1</sub> , U <sub>6</sub> , U <sub>9</sub>	TL074	Amp. Op., bajo ruido, entrada JFET.
U <sub>2</sub>	ECG5332	Puente de diodos rectificador.
U <sub>3</sub> , U <sub>8</sub>	LM234	Fuente de corriente constante.
U <sub>4</sub>	PCRC 11-HD	Sensor de humedad relativa.
U <sub>5</sub>	CD4053BM	Triple multiplexor/demultiplexor de dos canales.
U <sub>7</sub>	ICL8048	Amplificador logarítmico.
U <sub>10</sub>	LM35C	Sensor de temperatura.

(Cont...)

(Cont...)

LISTADO DE COMPONENTES

<u>REFERENCIA</u>	<u>DENOMINACION COMERCIAL</u>	<u>D E S C R I P C I O N</u>
<i>Circuitos Integrados:</i>		
U <sub>11</sub>	MPX2050D	Sensor de presión diferencial.
U <sub>12</sub>	MPX2200GP	Sensor de presión atmosférica.
U <sub>13</sub>	SN74132	Cuatro compuertas NAND de dos entradas schmitt trigger.
U <sub>14</sub>	LM2917	Convertidor frecuencia/voltaje.
U <sub>15</sub>	MC68705R3	Microcomputador EPROM.
U <sub>16</sub>	MC145000	Manejador de display.
U <sub>17</sub>	FE0609	Display de cristal liquido multiplexado.
U <sub>18</sub>	XR-4194M	Regulador de voltaje dual $\pm 12$ V.
U <sub>19</sub>	LM7805	Regulador de voltaje +5 V.
U <sub>20</sub>	CD4051BM	Multiplexor/demultiplexor, una entrada ocho salidas.
U <sub>21</sub>	74LS11	Circuito integrado con cuatro compuertas AND de tres entradas y colector abierto.
U <sub>22</sub> , U <sub>23</sub>	4N29	Optoacoplador.
U <sub>24</sub>	TIL138	Circuito emisor-sensor optoelectrónico.

## CONCLUSIONES

### CONCLUSIONES

El objetivo planteado como motivo del presente trabajo, se cumplió satisfactoriamente, ya que se realizó el diseño de un aparato portátil eficiente y adecuado para los fines previstos. Con tal motivo, se tuvo que investigar acerca de las variables atmosféricas a medir, sus posibles rangos de variación, los métodos hasta ahora empleados para medirlas y los transductores y dispositivos electrónicos disponibles y con posibilidad de usarse para tal efecto.

En base a todo lo anterior, se seleccionaron los componentes básicos adecuados y se idearon tanto la manera de interconectarlos al *MCU* elegido, como el *software* que hiciera posible el uso práctico del diseño.

El equipo así obtenido, cumple con las características especificadas, a la vez que presenta una conveniente versatilidad, en cuanto a la posibilidad de efectuar variaciones en torno al mismo, que permitan por ejemplo:

- Incluir otro tipo de mediciones, mediante el uso de: transductores, circuitos de interconexión y adición de subrutinas adecuadas.
- Aumentar la resolución en las mediciones, de ser ello necesario.

Intercomunicar varias estaciones meteorológicas con una central, a fin de obtener mediciones en una zona determinada.

Se efectuó la programación del *NCU* de manera que tomara un tipo de medida a la vez, o que realizara ciclos a través de las 6 mediciones para las que se realizó el diseño. Sin embargo, debe tomarse en cuenta la posibilidad de variar con relativa facilidad este orden, de manera que cumpla con otros requerimientos en cuanto a la secuencia en que se deseen medir las variables.

El haber elaborado el presente diseño, permitió a quienes participamos en ello, conocer en detalle modernos y útiles componentes electrónicos, que pueden sernos importantes en otras actividades relacionadas con nuestra profesión, y a la vez experimentar a fondo con diversos paquetes de programas de cómputo, tales como: procesadores de palabras, hojas de cálculo, generadores de diagramas electrónicos, de gráficos y de diagramas de flujo, y en especial con ensambladores y simuladores de programas ensamblados. Dicho conocimiento, además de habernos sido de gran utilidad en la presente tarea, nos permitirá a futuro un mejor y más productivo desempeño personal.

## APENDICES

**APENDICE A**

**HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES EMPLEADOS**



**MC68705R3**

**Advance Information**

**8-BIT EPROM MICROCOMPUTER UNIT WITH A/D**

The MC68705R3 Microcomputer Unit (MCU) is an EPROM member of the M6805 Family of low-cost single-chip microcomputers. The user-programmable EPROM allows program changes and lower volume applications in comparison to the factory mask-programmable versions. The EPROM versions also reduce the development costs and turn-around time for prototype evaluation of the mask-ROM versions. This 8-bit microcomputer contains a CPU, on-chip CLOCK, EPROM, bootstrap ROM, RAM, I/O, A/D Converter, and a TIMER.

Because of these features, the MC68705R3 offers the user an economical means of designing an M6805 Family MCU into his system, either as a prototype evaluation, as a low-volume production run, or a pilot production run.

A comparison table of the key features for several members of the M6805 Family is shown on the last page of this data sheet.

**HARDWARE FEATURES:**

- 8-Bit Architecture
- 112 bytes of RAM
- Memory Mapped I/O
- 3776 Bytes of User EPROM
- Internal 8-Bit Timer with 7-Bit Prescaler
  - Programmable Prescaler
  - Programmable Timer Input Modes
- 4 Vektored Interrupts — External (I2), Timer (I1), and Software (I0)
- Zero-Cross Detection on INT1 Input
- 24 TTL/CMOS Compatible Bidirectional I/O Lines (8 Lines are LED Compatible)
- 2 to 8 Digital Input Times
- A/D Converter
  - 8-Bit Conversion, Monotonic
  - 1-to-4 Multiplexed Analog Inputs
  - $\pm 1/2$  LSB Quantizing Error
  - $\pm 1/2$  LSB All Other Errors
  - $\pm 1$  LSB Total Error (Max)
  - Ratio-metric Conversion
- On-Chip Clock Generator
- Master Reset
- Complete Development System Support on EXORCISER®
- 5 V Single Supply
- Emulates the MC6805R2
- Bootstrap Program in ROM Simplifies EPROM Programming

**SOFTWARE**

- Similar to M6805 Family
- Byte Efficient Instruction Set
- Easy to Program
- True Bit Manipulation
- Bit Test and Branch Instructions
- Versatile Interrupt Handling
- Versatile Index Registers
- Powerful Indexed Addressing for Tables \*
- Full Set of Conditional Branches
- Memory Usable as Registers/Flags
- Single Instruction Memory Frame Change
- 10 Powerful Addressing Modes
- All Addressing Modes Apply to EPROM, RAM, and I/O

**HMOS**

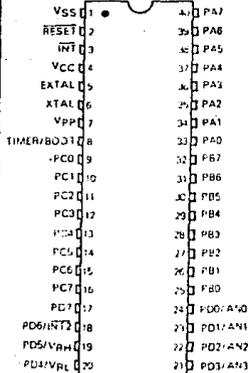
HIGH DENSITY, N CHANNEL  
DEPLETION LOAD,  
5 V EPROM PROCESSI

**8-BIT EPROM  
MICROCOMPUTER WITH A/D**



**L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 718**

**FIGURE 1 — PIN ASSIGNMENTS**



**LINEAR  
INTEGRATED  
CIRCUITS**

**TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B,  
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075  
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

BULLETIN NO. D.S. 1240 SEPTEMBER 1978; REVISED OCTOBER 1979

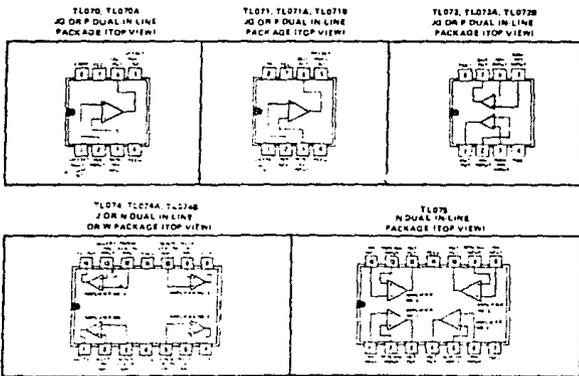
**20 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES**

- Low Noise ...  $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  Typ
- Low Harmonic Distortion ... 0.01% Typ
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance ... JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Low Power Consumption
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate ... 13  $\text{V}/\mu\text{s}$  Typ

**description**

The JFET input operational amplifiers of the TL071 series are designed as low noise versions of the TL081 series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL071 series ideal as buffers or amplifiers for high fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs for high input impedance coupled with bipolar output stages all integrated on a single monolithic chip.

Devices with an "M" suffix are characterized for operation over the full military temperature range of  $-55^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$ ; those with an "I" suffix are characterized for operation from  $-25^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$ ; and those with a "C" suffix are characterized for operation from  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ .



Copyright © 1978 by Texas Instruments Corporation

**TEXAS INSTRUMENTS**  
INCORPORATED  
POST OFFICE BOX 77017 • DALLAS, TEXAS 75276

TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B,  
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075  
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS<sup>1</sup>



FIGURE 6

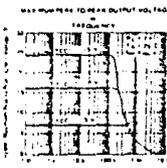


FIGURE 7

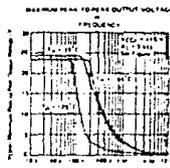


FIGURE 8

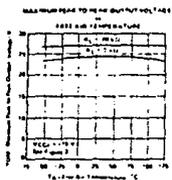


FIGURE 9

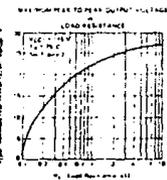


FIGURE 10

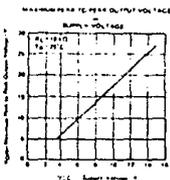


FIGURE 11

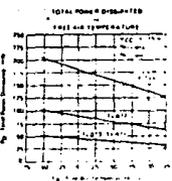


FIGURE 12

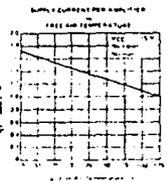


FIGURE 13

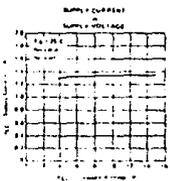


FIGURE 14

<sup>1</sup>Data at high and low temperatures are applicable only within the range described in the temperature ranges of the various devices. A 10-pF compensation capacitor is used in TL070 and TL070A.

# Bridge Rectifiers (Silicon) Single-Phase



Peak Reverse Voltage (PRV) (Volts)	IO Average Rectified Forward Current (Amps)				
	1 A	1.5 A	2 A	4 A	8 A
125			EGG176 EGG167		EGG5312
200		EGG5304	EGG168	EGG5308	EGG5313
400	EGG5332	EGG5305	EGG169	EGG5310	EGG5315
600		EGG5306			EGG5316
800	EGG5334	EGG5307	EGG170	EGG5311	EGG5318
1000					EGG5317
Peak Forward Surge Current (Amps)	50	50	60	250	125
Max Forward Voltage Per Element V <sub>F</sub> (Volts)	1.0	1.0	1.0	1.0	1.2
T <sub>C</sub> at Rated I <sub>O</sub> (°C) Max	+40	+25	+25	+40	+50
Fig No	Z21	Z22	Z23	Z22.1	Z24

## Single-Phase (cont'd)

Peak Reverse Voltage (PRV) (Volts)	IO Average Rectified Forward Current (Amps)			
	25 A	40 A	80 A	100 A
200	EGG5322	EGG5340		
400	EGG5324			
600	EGG5326	EGG5342	EGG5346	EGG5348
800	EGG5327			
1000	EGG5328	EGG5344		
Peak Forward Surge Current (Amps)	300	400	800	1000
Max Forward Voltage Per Element V <sub>F</sub> (Volts)	1.2	1.1	1.6	1.4
T <sub>C</sub> at Rated I <sub>O</sub> (°C) Max	+80	+80	+85	+80
Fig No	Z25	Z26	Z26	Z26

## Three-Phase



Peak Reverse Voltage (PRV) (Volts)	IO Average Rectified Forward Current (Amps)	
	60 A	100 A
300		
400		
600	EGG5325	EGG5328
800		
1000		
Peak Forward Surge Current (Amps)	500	800
Max Forward Voltage Per Element V <sub>F</sub> (Volts)	1.25	1.25
T <sub>C</sub> at Rated I <sub>O</sub> (°C) Max	+70	+100
Fig No	Z26	Z26



National  
Semiconductor  
Corporation

## LM134/LM234/LM334 3-Terminal Adjustable Current Sources

### General Description

The LM134/LM234/LM334 are 3-terminal adjustable current sources featuring 10,000:1 range in operating current, excellent current regulation, and a wide dynamic voltage range of 1V to 40V. Current is established with one external resistor and no other parts are required. Initial current accuracy is  $\pm 3\%$ . The LM134/LM234/LM334 are true floating current sources with no separate power supply connections. In addition, reverse applied voltages of up to 20V will draw only a few dozen microamperes of current, allowing the devices to act as both a rectifier and current source in AC applications.

The sense voltage used to establish operating current in the LM134 is 54 mV at 25°C and is directly proportional to absolute temperature (°K). The simplest one external resistor connection, then, generates a current with  $\pm 0.33\%/^{\circ}\text{C}$  temperature dependence. Zero drift operation can be obtained by adding one extra resistor and a diode.

Applications for the new current sources include bias networks, surge protection, low power reference, ramp generation, LED driver, and temperature sensing. The LM134-3/

LM234-3 and LM134-6/LM234-6 are specified as true temperature sensors with guaranteed initial accuracy of  $\pm 3^{\circ}\text{C}$  and  $\pm 6^{\circ}\text{C}$ , respectively. These devices are ideal in remote sense applications because sense resistance in long wire runs does not affect accuracy. In addition, only 2 wires are required.

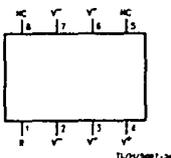
The LM134 is guaranteed over a temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ , the LM234 from  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+100^{\circ}\text{C}$  and the LM334 from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ . These devices are available in TO-46 hermetic, TO-92 and SO-8 plastic packages.

### Features

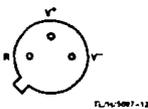
- Operates from 1V to 40V
- 0.02%/V current regulation
- Programmable from 1  $\mu\text{A}$  to 10 mA
- True 2-terminal operation
- Available as fully specified temperature sensor
- $\pm 3\%$  initial accuracy

### Connection Diagrams

SO-8  
Surface Mount Package

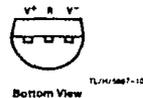


TO-46  
Metal Can Package



Note 3 is electrically connected to case.  
Order Number LM134H, LM134H-3,  
LM134H-6, LM234H, LM234H-3,  
LM234H-6, or LM334H  
See NS Package Number H03H

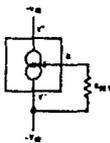
TO-92  
Plastic Package



Order Number LM334Z, LM234Z-3  
or LM234Z-6  
See NS Package Number Z03A

### Typical Application

Basic 2-Terminal Current Source



## PCRC ELECTRO-HUMIDITY SENSOR PROBE

A probe for housing either the PCRC-11 or the PCRC-55 humidity sensor is available. It consists of a perforated plastic shell and a base in which the sensor is mounted by means of spring clips. The shell is attached to the base by two nylon machine screws. In addition, the base provides six pins for the addition of other transducers or thermistors to the probe. The base is molded from hi-strength phenolic plastic and the shell from phenolic or urea plastic. All base pins and sensor clips are gold-plated. A plastic base cap with cable strain release completes the probe. The overall length of the probe is 4 1/2" and the maximum diameter is 1 1/4".

The standard probe assembly consists of the cap, base, shell, 6 feet of 2-conductor shielded cable and a 3 pin connector.



PCRC-11  
SENSOR  
IN BASE



PLASTIC  
HOUSING



PCRC-55  
SENSOR  
IN BASE



COMPLETE ASSEMBLY  
WITH LINE CABLE AND CONNECTOR

## AVAILABLE TYPES OF SENSOR PROBES

- 1 COMPLETE PROBE ASSEMBLY (in green) with PCRC-11 mounted sensor
- 1 COMPLETE PROBE ASSEMBLY (in green) with PCRC-55 mounted sensor
- 1 COMPLETE PROBE ASSEMBLY without sensor
- 1 PROBE ONLY, without sensor, cable or connector

PHYS-CHEM  
SCIENTIFIC CORP.



DESIGNERS AND  
MANUFACTURERS  
OF HUMIDITY  
SENSORS AND  
INSTRUMENTS

38 WEST 20TH STREET, NEW YORK, NEW YORK 10011, U.S.A.  
TELEPHONE: 212 254 4000 • TELETYPE: 200048 • CABLE: SCIENT • TELEGRAM: 212 254 4000

CD4051BM/CD4051BC/CD4052BM/CD4052BC/CD4053BM/CD4053BC



**National  
Semiconductor  
Corporation**

## CD4051BM/CD4051BC Single 8-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer CD4052BM/CD4052BC Dual 4-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer CD4053BM/CD4053BC Triple 2-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer

### General Description

These analog multiplexers/demultiplexers are digitally controlled analog switches having low "ON" impedances and very low "OFF" leakage currents. Control of analog signals up to 15V<sub>pp</sub> can be achieved by digital signal amplitudes of 3-15V. For example, if V<sub>DD</sub> = 5V, V<sub>SS</sub> = 0V and V<sub>EE</sub> = -5V, analog signals from -5V to +5V can be controlled by digital inputs of 0-5V. The multiplexer circuits dissipate extremely low quiescent power over the full V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> and V<sub>DD</sub>-V<sub>EE</sub> supply voltage ranges, independent of the logic state of the control signals. When a logical "1" is present at the inhibit input terminal all channels are "OFF".

CD4051BM/CD4051BC is a single 8-channel multiplexer having three binary control inputs, A, B, and C, and an inhibit input. The three binary signals select 1 of 8 channels to be turned "ON" and connect the input to the output.

CD4052BM/CD4052BC is a differential 4-channel multiplexer having two binary control inputs, A and B, and an inhibit input. The two binary input signals select 1 of 4 pairs of channels to be turned on and connect the differential analog inputs to the differential outputs.

CD4053BM/CD4053BC is a triple 2-channel multiplexer having three separate digital control inputs, A, B, and C, and

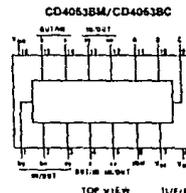
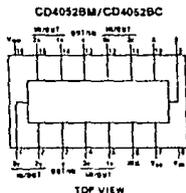
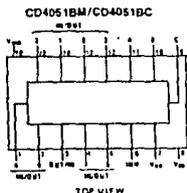
an inhibit input. Each control input selects one of a pair of channels which are connected in a single pole double-throw configuration.

### Features

- Wide range of digital and analog signal levels: digital 3-15V, analog to 15V<sub>pp</sub>
- Low "ON" resistance: 80Ω (typ.) over entire 15V<sub>pp</sub> signal input range for V<sub>DD</sub>-V<sub>EE</sub> = 15V
- High "OFF" resistance: channel leakage of ±10 pA (typ.) at V<sub>DD</sub>-V<sub>EE</sub> = 10V
- Logic level conversion for digital addressing signals of 3-15V (V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> = 3-15V) to switch analog signals to 15 V<sub>pp</sub> (V<sub>DD</sub>-V<sub>EE</sub> = 15V)
- Matched switch characteristics: ΔR<sub>ON</sub> = 5Ω (typ.) for V<sub>DD</sub>-V<sub>EE</sub> = 15V
- Very low quiescent power dissipation under all digital control input and supply conditions: 1 μW (typ.) at V<sub>DD</sub> = V<sub>SS</sub> = V<sub>DD</sub> = V<sub>EE</sub> = 10V
- Binary address decoding on chip

### Connection Diagrams

Dual-In-Line Packages



**Cavity Dual-In-Line Package (J)**  
Order Number CD4051BMJ,  
CD4051BCJ, CD4052BMJ,  
CD4052BCJ, CD4053BMJ, or  
CD4053BCJ  
See NS Package Number J16A

**Small Outline Package (M)**  
Order Number CD4051BCM,  
CD4052BCM or CD4053BCM  
See NS Package Number M16A

**Molded Dual-In-Line Package (N)**  
Order Number CD4051BMN,  
CD4051BCN, CD4052BMN,  
CD4052BCN, CD4053BMN, or  
CD4053BCN  
See NS Package Number N16E



National  
Semiconductor  
Corporation

## LM35/LM35A/LM35C/LM35CA/LM35D Precision Centigrade Temperature Sensors

### General Description

The LM35 series are precision integrated-circuit temperature sensors, whose output voltage is linearly proportional to the Celsius (Centigrade) temperature. The LM35 thus has an advantage over linear temperature sensors calibrated in °Kahn, as the user is not required to subtract a large constant voltage from its output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of  $\pm 1/2^\circ\text{C}$  at room temperature and  $\pm 1/2^\circ\text{C}$  over a full  $-55$  to  $+150^\circ\text{C}$  temperature range. Low cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The LM35's low output impedance, linear output, and precise inherent calibration make interfacing to readout or control circuitry especially easy. It can be used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As it draws only  $60\ \mu\text{A}$  from its supply, it has very low self-heating, less than  $0.1^\circ\text{C}$  in still air. The LM35 is rated to operate over a  $-55$  to  $+150^\circ\text{C}$  temperature range, while the LM35C is rated for a  $-40$  to  $+110^\circ\text{C}$  range ( $-10^\circ$  with improved accuracy). The LM35 series is

available packaged in hermetic TO-46 transistor packages, while the LM35C is also available in the plastic TO-92 transistor package.

### Features

- Calibrated directly in ° Celsius (Centigrade)
- Linear  $+10.0\ \text{mV}/^\circ\text{C}$  scale factor
- $0.5^\circ\text{C}$  accuracy guaranteeable (at  $+25^\circ\text{C}$ )
- Rated for full  $-55$  to  $+150^\circ\text{C}$  range
- Suitable for remote applications
- Low cost due to wafer level trimming
- Operates from 4 to 30 volts
- Less than  $60\ \mu\text{A}$  current drain
- Low self-heating,  $0.08^\circ\text{C}$  in still air
- Nonlinearity only  $\pm 1/2^\circ\text{C}$  typical
- Low impedance output,  $0.1\ \Omega$  for  $1\ \text{mA}$  load

### Connection Diagrams

TO-46  
Metal Can Package\*



TL740616-1

\*Case is connected to negative pin

Order Number LM35H, LM35AH,  
LM35CH, LM35CAH or LM35DH  
See NS Package Number H03H

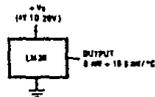
TO-92  
Plastic Package



TL740616-2

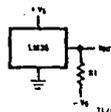
Order Number LM35CZ or LM35DZ  
See NS Package Number Z03A

### Typical Applications



TL740616-3

FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor ( $+2^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$ )



Choose  $R_1 = -V_{CC}/50\ \mu\text{A}$

$V_{OUT} = +1.500\ \text{mV}$  at  $+150^\circ\text{C}$   
 $= +250\ \text{mV}$  at  $+25^\circ\text{C}$   
 $= -560\ \text{mV}$  at  $-55^\circ\text{C}$

TL740616-4

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor

INTERSIL

# ICL8048, ICL8049

## Monolithic Log Amplifier

## Monolithic Antilog Amplifier

### FEATURES

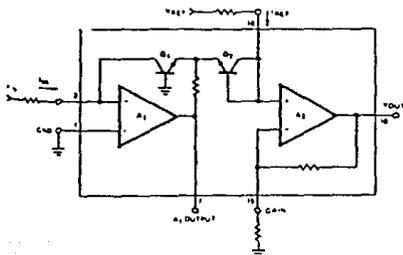
- 1/2% Full Scale Accuracy
- Temperature Compensated 0°C to 70°C
- Scale Factor 1V/Decade, Adjustable
- 120dB Dynamic Current Range (8048)
- 60dB Dynamic Voltage Range (8048 & 8049)
- Dual FET-Input Op-Amps

### GENERAL DESCRIPTION

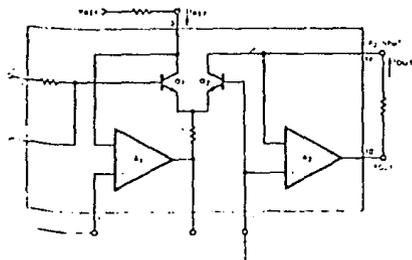
The 8048 is a monolithic logarithmic amplifier capable of handling six decades of current input, or three decades of voltage input. It is fully temperature compensated and is nominally designed to provide 1 volt of output for each decade change of input. For increased flexibility, the scale factor, reference current and offset voltage are externally adjustable.

The 8049 is the antilogarithmic counterpart of the 8048, it nominally generates one decade of output voltage for each 1-volt change at the input.

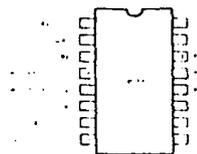
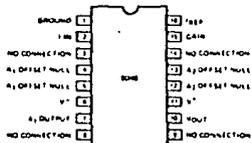
8048 SCHEMATIC DIAGRAM



8049 SCHEMATIC DIAGRAM



PIN CONFIGURATION  
(outline dwgs DE, PE)



## Temperature Compensated, 0 to 7.3 PSI Differential Pressure Sensors

... silicon piezoresistive pressure sensors providing very accurate and linear voltage outputs — directly proportional to the applied pressure. The sensors are single monolithic silicon diaphragms with strain gage and thin-film resistor networks on the chips. Each chip is laser trimmed for precise span and offset calibration and temperature compensation. They are designed for automotive, industrial, medical and other applications.

- Temperature Compensated Over -40°C to +125°C
- Unique Silicon Shear Stress, Strain Gage
- 0 to 7.3 PSI (0 to 50 kPa) Differential Pressure Range
- ±0.1% Full Scale Linearity with MPX2050
- Full Scale Span Calibrated to 40 mV
- Easy to Use Chip Carrier Package
- Basic Element, Single and Dual Ported Devices Available

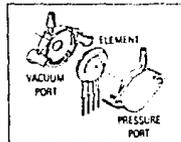
### MAXIMUM RATINGS

	Symbol	Value	Unit
Overpressure	$P_{max}$	200	psi
Supply Voltage	$V_{S max}$	16	Vdc
Storage Temperature	$T_{stg}$	-50 to +150	°C
Operating Temperature	$T_A$	-40 to +125	°C



**MPX2050**  
**MPX2051**  
**(D, DP,**  
**GP, GVP,**  
**GS, GVS)**  
 RCA

**X-ducer**  
**SILICON**  
**PRESSURE SENSORS**



### VOLTAGE OUTPUT versus APPLIED DIFFERENTIAL PRESSURE

The voltage output of the X-ducer is directly proportional to the differential pressure applied.

The output voltage of the Differential Element, Differential Ported and Gage Ported sensors increases with increasing pressure applied to the pressure side relative to the vacuum side. Similarly, output voltage increases as

increasing vacuum is applied to the vacuum side relative to the pressure side of the Differential units.

The output voltage of the Gage Vacuum Ported sensor increases with increasing vacuum (decreasing pressure) applied to the vacuum side with the pressure side at ambient.

### ORDERING INFORMATION:

MPX2050 Series X-ducer™ silicon pressure sensors are available in differential and gage configurations. Devices are available in the BASIC ELEMENT package or with pressure port fittings which provide mounting ease and barbed hose connections.

Device Type	Options	Package Style	MPX Series	
			2050	2051
Basic Element	Differential	Case 344-03	MPX2050D	MPX2051D
	Differential	Case 352-01	MPX2050DP	MPX2051DP
Ported Element	Gage	Case 350-01	MPX2050GP	MPX2051GP
	Gage Vacuum	Case 350-02	MPX2050GVP	MPX2051GVP
	Gage Axial	Case 371-01	MPX2050GS	MPX2051GS
	Gage Vacuum Axial	Case 371-02	MPX2050GVS	MPX2051GVS

X-ducer is a trademark of Motorola Inc.



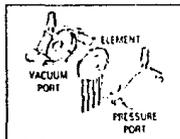
## Temperature Compensated, 0 to 30 PSI Differential Pressure Sensors

**MPX2200**  
**MPX2201**  
**(D, DP,  
 GP, GVP)**

... a silicon piezoresistive pressure sensors providing very accurate and linear voltage output — directly proportional to the applied pressure. The sensor is a single monolithic silicon diaphragm with the strain gage and a thin film resistor network on each chip. The chip is laser trimmed for precise span and offset calibration and temperature compensation. It is designed for automotive, industrial, medical and other applications.

- Temperature Compensated Over - 40°C to + 125°C
- Unique Silicon Shear Stress Strain Gage
- ± 0.1% Full Scale Linearity with MPX2200
- Full Scale Span Calibrated to 40 mV
- Easy to Use Chip Carrier Package
- Basic Element, Single and Dual Ported Devices Available

X-ducer™ (D.A.)  
**SILICON**  
**PRESSURE SENSORS**



### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Overpressure	$P_{max}$	400	lPa
Supply Voltage	$V_{s\ max}$	18	Vdc
Storage Temperature	$T_{stg}$	- 50 to + 150	°C
Operating Temperature	$T_A$	40 to + 125	°C

### VOLTAGE OUTPUT versus APPLIED DIFFERENTIAL PRESSURE

The voltage output of the X-ducer is directly proportional to the differential pressure applied.

The output voltage of the Differential Element, Differential Ported and Gage Ported sensors increases with increasing pressure applied to the pressure side relative to the vacuum side. Similarly, output voltage increases

as increasing vacuum is applied to the vacuum side relative to the pressure side of the Differential units.

The output voltage of the Gage Vacuum Ported sensor increases with increasing vacuum (decreasing pressure) applied to the vacuum side with the pressure side at ambient.

### ORDERING INFORMATION:

MPX2200 Series "X-ducer"™ silicon pressure sensors are available in differential and gage configurations. Devices are available in the BASIC ELEMENT package or with pressure port fittings which provide mounting ease and barbed hose connections.

Device Type	Options	Package Style	MPX Series	
			2200	2201
Basic Element	Differential	Case 344-03	MPX2200D	MPX2201D
	Differential	Case 352-01	MPX2200DP	MPX2201DP
Ported Element	Gage	Case 350-01	MPX2200GP	MPX2201GP
	Gage Vacuum	Case 350-02	MPX2200GVP	MPX2201GVP

© Motorola, Inc. 1988

54/74132  
54LS/74LS132

**PIN CONFIGURATION**

**ORDERING CODE** (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES $V_{CC} = 5V \pm 1\%$ , $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$	MILITARY RANGES $V_{CC} = 5V \pm 10\%$ , $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Plastic DIP	Fig A	N74132N • N74LS132N	
Ceramic DIP	Fig A	N74132F • N74LS132F	S54132F • S54LS132F
Flatpak	Fig A		S54132W • S54LS132W

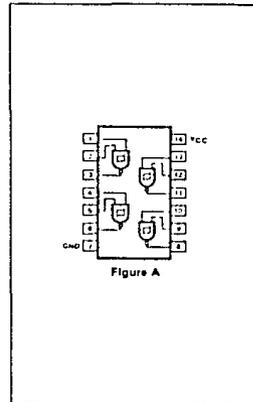


Figure A

**INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE** (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	40			20
	$I_{IL}$ (mA)	-1.2			-0.4
Outputs	$I_{OH}$ ( $\mu A$ )	-800			-400
	$I_{OL}$ (mA)	16			4/8 <sup>b</sup>

**DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE** (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$V_{T+}$	Positive going threshold	V <sub>CC</sub> = 5V		1.5	2.0			1.5	2.0	V
$V_{T-}$	Negative going threshold	V <sub>CC</sub> = 5V		0.6	1.1			0.6	1.1	V
$\Delta V_T$	Hysteresis	V <sub>CC</sub> = 5V		0.4				0.4		V
$I_{CCH}$	Supply current	V <sub>CC</sub> = Max, $V_{in} = 0V$		24				11		mA
$I_{CCL}$	Supply current	V <sub>CC</sub> = Max, $V_{in} \geq 4.5V$		40				14		mA

**AC CHARACTERISTICS**  $T_A = 25^\circ C$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15pF$ $R_L = 400\Omega$						$C_L = 15pF$ $R_L = 2k\Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation delay	Figure H								ns
$t_{PHL}$			22						22	ns

**NOTES**

- a The dashed numbers indicate different parametric values for Military Commercial temperature ranges, respectively.
- b For family DC characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

## LM2907, LM2917 Frequency to Voltage Converter

### General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency-to-voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-B, LM2917-B) and its output swings to ground for a zero frequency input.

### Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use;  $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

### Features

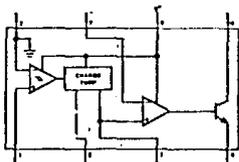
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input (LM2917)
- Built-in zener on LM2917
- 50% linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above  $V_{CC}$  and below ground

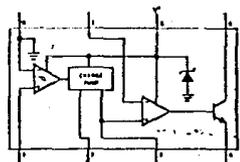
### Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

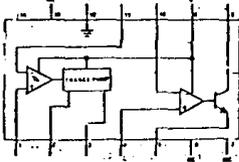
### Block and Connection Diagrams Dual-In-Line Packages, Top View



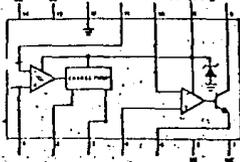
Order Number LM2907-B  
See NS Package NC88



Order Number LM2917-B  
See NS Package NC88



Order Number LM2907J  
See NS Package J14A  
Order Number LM2907M  
See NS Package M14A



Order Number LM2917J  
See NS Package J14A  
Order Number LM2917M  
See NS Package M14A

# MOTOROLA

## SEMICONDUCTORS

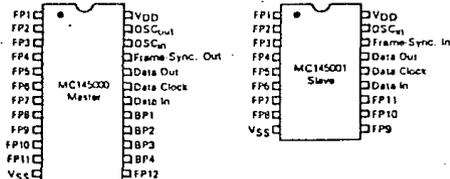
### Advance Information

#### MULTIPLEXED LCD DRIVERS MASTER AND SLAVE

The MC145000 (Master) LCD Driver and the MC145001 (Slave) LCD Driver are CMOS devices designed to drive liquid crystal displays in a multiplexed-by-four configuration. The Master unit generates both frontplane and backplane waveforms, and is capable of independent operation. The Slave unit generates only frontplane waveforms, and is synchronized with the backplanes from the Master unit. Several Slave units may be cascaded from the Master unit to increase the number of LCD segments driven in the system. The maximum number of frontplanes is dependent upon the capacitive loading on the backplane drivers and the drive frequency. The devices use data from a microprocessor or other serial data and clock source to drive one LCD segment per bit.

- Microprocessor Compatible
- Serial Data, Externally Clocked
- Multiplexing By-Four
- Net dc Drive Component Less Than 50 mV
- Master Drives 48 LCD Segments
- Slave Provides Frontplane Drive for 44 LCD Segments
- Drives Segments Up to one Square Centimeter (0.156 Square Inches)
- Display Operating Frequency = 250 Hz Maximum
- Supply Voltage Range = 3 V to 6 V
- Latch Storage of Input Data
- Low Power Dissipation
- Logic Input Voltage Can Exceed VDD
- Accommodates External Temperature Compensation
- 24-Pin DIP Configuration — Master
- 18-Pin DIP Configuration — Slave

#### PIN ASSIGNMENTS



MC145000  
MC145001

BoA

#### CMOS LSI

LOW-POWER COMPLEMENTARY MOSI  
MULTIPLEXED LCD DRIVERS  
MASTER AND SLAVE



L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 623



P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 709



L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 726



P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 707

#### ORDERING INFORMATION

MC14XXXB

Suffix Denotes  
L Ceramic Package  
P Plastic Package  
C Limited Operating  
Temperature Range

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that VDD and VOUT be connected to the ranges VSS ≤ VDD ≤ VDD and VSS ≤ VOUT ≤ 15 V. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level.



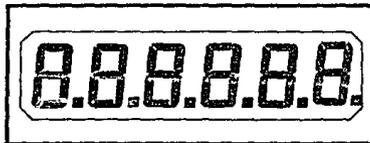
Liquid Crystal Displays

6 DIGITS, 2 COLONS, 5 DECIMAL POINTS  
0.7 inch (17.8 mm) CHARACTER HEIGHT

FE0609

### FEATURES

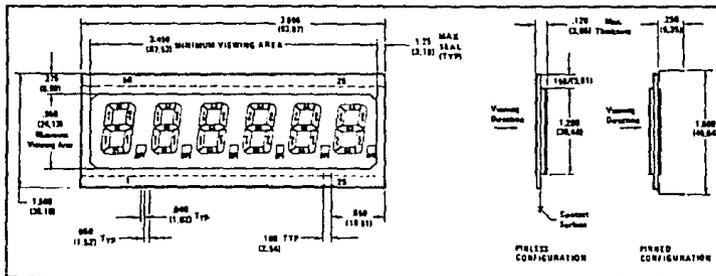
- Ultra-Low Power Consumption
- High Contrast Ratio
- Wide Viewing Angle
- Rapid Response Time
- Proven Sealing Techniques
- Superior MTBF



### OPTIONS

Modes:

- Reflective; Silver Bead
- Reflective; Aluminum Foil
- Transmissive
- Transflective
- Connector Pins



## Dual-Tracking Voltage Regulator

### GENERAL DESCRIPTION

The XR4194 is a dual-polarity tracking regulator designed to provide balanced or unbalanced positive and negative output voltages at currents of up to 200 mA. A single resistor can be used to adjust both outputs between the limits of  $\pm 50$  mV and  $\pm 42$  V. The device is ideal for local on-card regulation which eliminates the distribution problems associated with single point regulation. The XR4194 is available in a 14 pin ceramic dual-in-line package which has a 900 mW rating.

### FEATURES

- Direct Replacement for RM/RC 4194
- Both Outputs Adjust with Single Resistor
- Load Current to  $\pm 200$  mA with 0% Load Regulation
- Low External Parts Count
- Internal Thermal Shutdown at  $T_j = 175^\circ\text{C}$
- External Adjustment for  $\pm V_O$  Unbalancing

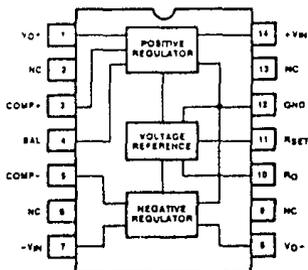
### APPLICATIONS

- On Card Regulator
- Adjustable Regulator

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage $\pm V$ to Ground	$\pm 45$ V
XR4194M	$\pm 35$ V
XR4194CN	$\pm 45$ V
Input/Output Voltage Differential	900 mV
Power Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	150 mW
Load Current	150 mA
Operating Junction Temperature Range	
XR4194M	$-55^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
XR4194CN	$0^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



### ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR4194CN	Ceramic DIP	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$
XR4194M	Ceramic DIP	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$

### SYSTEM DESCRIPTION

The XR4194 is a dual-polarity tracking voltage regulator. An on-board reference set by a single resistor determines both output voltages. Tracking accuracy is better than 1%. Non-symmetrical output voltages are obtained by connecting a resistor to the balance adjust (BP) pin. Internal protection circuits include thermal shutdown and active current limiting.

# LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

# SERIES $\mu$ A7800 POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

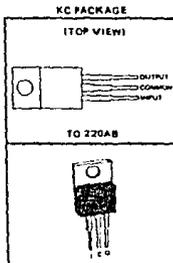
BULLETIN NO. DL-5 (3288) MAY 1976 REVISED SEPTEMBER 1977

- 3-Terminal Regulators
- Output Current up to 1.5 A
- No External Components
- Internal Thermal Overload Protection
- Direct Replacements for Fairchild  $\mu$ A7800 Series
- High Power Dissipation Capability
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation

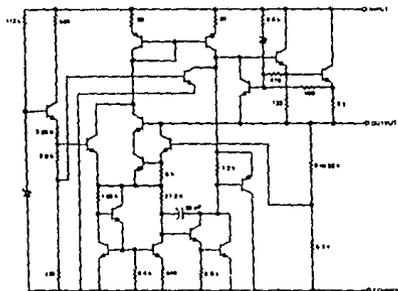
NOMINAL OUTPUT VOLTAGE	REGULATOR
5 V	$\mu$ A7805C
6 V	$\mu$ A7806C
8 V	$\mu$ A7808C
8.8 V	$\mu$ A7808C
10 V	$\mu$ A7810C
12 V	$\mu$ A7812C
15 V	$\mu$ A7815C
18 V	$\mu$ A7818C
22 V	$\mu$ A7822C
24 V	$\mu$ A7824C

## description

This series of fixed-voltage monolithic integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single point regulation. One of these regulators can deliver up to 1.5 amperes of output current. The internal current limiting and thermal shutdown features of these regulators make them essentially immune to overload. In addition to use as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents and also as the power-pass element in precision regulators.



## schematic



Resistor values shown are nominal and in ohms.

Copyright © 1977 by Texas Instruments Incorporated

**TEXAS INSTRUMENTS**  
INCORPORATED  
POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

54/7411  
54H/74H11  
54S/74S11  
54LS/74LS11

PIN CONFIGURATION

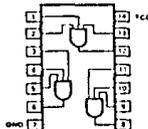


Figure A

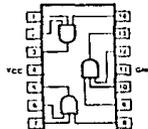


Figure B

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES $V_{CC} = 5V \pm 10\%$ , $T_A = 0^\circ C \text{ to } +70^\circ C$	MILITARY RANGES $V_{CC} = 5V \pm 10\%$ , $T_A = -55^\circ C \text{ to } +125^\circ C$
Plastic DIP	Fig A	N7411N • N74H11N	
	Fig A	N74S11N • N74LS11N	
Ceramic DIP	Fig A	N7411F • N74H11F	S5411F • S54H11F
	Fig A	N74S11F • N74LS11F	S54S11F • S54LS11F
Flatpak	Fig B		S5411W • S54H11W S54S11W • S54LS11W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	40	50	50	20
	$I_{IL}$ (mA)	-1.6	-2.0	-2.0	-0.30
Outputs	$I_{OH}$ ( $\mu A$ )	-800	-500	-1000	-400
	$I_{OL}$ (mA)	16		20	4.8 <sup>(1)</sup>

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$I_{CCH}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_{IH} \geq 4.5V$		12		30		24		mA
$I_{CCL}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_{IH} = DV$		20		48		42		mA

AC CHARACTERISTICS  $T_A = 25^\circ C$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 400 \Omega$		$C_L = 25 \text{ pF}$ $R_L = 280 \Omega$		$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 280 \Omega$		$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 2k \Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation delay	Waveform 2		27		12		7.0		ns
$t_{PHL}$	Propagation delay	Waveform 2		19		12		7.5		ns

NOTES

- a The shaded numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- b For family DC characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

# Monsanto

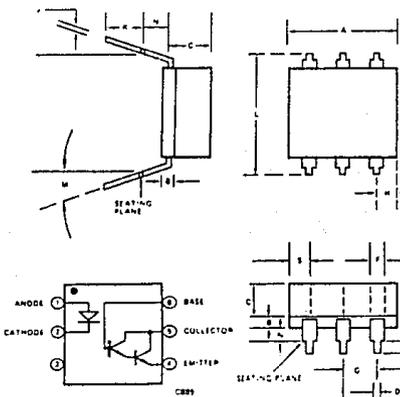
## PHOTO-DARLINGTON OPTO-ISOLATOR

4N29 4N32  
4N30 4N33  
4N31

### PRODUCT DESCRIPTION

The 4N29, 4N30, 4N31, 4N32 and 4N33 have a gallium arsenide infrared emitter optically coupled to a silicon planar photo-darlington. Each unit is sealed in a 6-lead plastic DIP package.

### PACKAGE DIMENSIONS



### FEATURES & APPLICATIONS

- Fast operate time - 10  $\mu$ s
- High isolation resistance - 10<sup>9</sup>  $\Omega$
- High dielectric strength, input to output - 2500 V min. 4N29, 4N32, 1500 V min. 4N30, 4N31, 4N33
- Low coupling capacitance - 1.0 pF
- Convenient package - plastic dual-in-line
- Long lifetime, solid state reliability
- Low weight - 0.4 grams

DIM.	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	8.38	8.89	0.330	0.350
B	1.40	1.65	0.055	0.065
C	2.92	3.18	0.115	0.125
D	0.41	0.51	0.016	0.020
F	1.14	1.40	0.045	0.055
G	2.54 Basic		0.100 Basic	
H	1.57	1.83	0.062	0.072
J	0.23	0.28	0.009	0.011
K	2.54	3.30	0.100	0.130
L	7.37	7.87	0.290	0.310
M	-	5*	-	5*
N	-	1.27	-	0.050

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Unless otherwise specified)

*Storage Temperature	.....	$-55^\circ\text{C}$ to $150^\circ\text{C}$
*Operating Temperature at Junction	.....	$-55^\circ\text{C}$ to $100^\circ\text{C}$
*Lead Soldering time @ $260^\circ\text{C}$	.....	10 seconds
*Total power dissipation @ $25^\circ\text{C}$ ambient	.....	250 mW
*Derate linearly from $25^\circ\text{C}$	.....	3.3 mW/ $^\circ\text{C}$

#### LED (GaAs Diode)

*Power dissipation @ $25^\circ\text{C}$ ambient	.....	150 mW
*Derate linearly from $55^\circ\text{C}$	.....	2 mW/ $^\circ\text{C}$
*Continuous forward current	.....	80 mA
Reverse current	.....	10 mA
*Peak forward current (300 $\mu$ sec pulse, 330 pps)	.....	3.0 A

#### DETECTOR (Silicon Photo Darlington Transistor)

*Power dissipation @ $25^\circ\text{C}$ ambient	.....	150 mW
*Derate linearly from $25^\circ\text{C}$	.....	2.0 mW/ $^\circ\text{C}$
*Collector-emitter breakdown voltage ( $BV_{CEO}$ )	.....	30 V
*Collector-base breakdown voltage ( $BV_{CBO}$ )	.....	50 V
Emitter-base breakdown voltage ( $BV_{EBO}$ )	.....	8.0 V
*Emitter-collector breakdown voltage ( $BV_{ECO}$ )	.....	5 V

\*Indicated JEDEC Registered data.

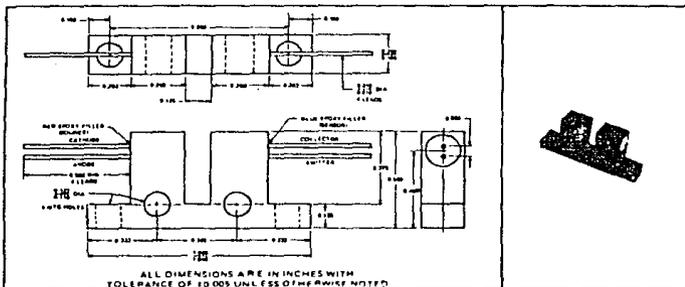
# TYPE TIL138 SOURCE AND SENSOR ASSEMBLY

## OPTOELECTRONIC MODULE FOR TRANSMISSIVE SENSING APPLICATIONS

- Compatible With Standard DTL and TTL Integrated Circuits
- High-Speed Switching:  $t_r = 1.5 \mu s$ ,  $t_f = 15 \mu s$  Typical
- Designed for Base or Side Mounting
- For Sensing Applications such as Shaft Encoders, Sector Sensors, Level Indicators, and Beginning-of-Tape/End-of-Tape Indicators

### mechanical data

The assembly consists of a TIL32 gallium arsenide light-emitting diode and a TIL78 n-p-n silicon phototransistor mounted in a molded ABS<sup>1</sup> plastic housing. The assembly will withstand soldering temperature with no deformation and device performance characteristics remain stable when operated in high-humidity conditions. Total assembly weight is approximately 1.5 grams.



### absolute maximum ratings at 25 °C free-air temperature (unless otherwise noted)

Source Reverse Voltage	2 V
Source Continuous Forward Current (See Note 1)	40 mA
Sensor Collector-Emitter Voltage	50 V
Sensor Emitter-Collector Voltage	7 V
Sensor Continuous Device Dissipation at (or below) 25 °C Free Air Temperature (See Note 2)	50 mW
Storage Temperature Range	-40 °C to 100 °C
Lead Temperature 1/16 inch from Assembly for 5 Seconds	240 °C

- NOTES 1 Derate linearly to 80 °C free-air temperature at the rate of 0.73 mA/°C  
 2 Derate linearly to 80 °C free-air temperature at the rate of 0.91 mW/°C  
 ABS thermoplastics are derived from acrylonitrile, butadiene and styrene

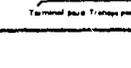
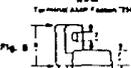
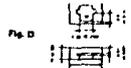
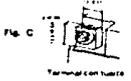
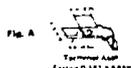
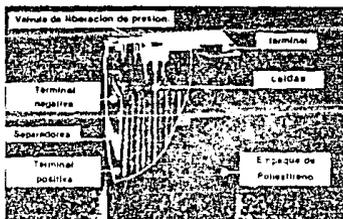




Construidas para operar en cualquier posición y que están selladas herméticamente y además no requieren de electroлита adicional. Se pueden emplear en serie o en paralelo para obtener la tensión y capacidad requerida.

**CARACTERÍSTICAS:**

- Proporcionan hasta 1000 ciclos de carga/descarga.
- Empaque de poliestireno de alto impacto.
- Temperatura de operación: -60°C a +60°C
- Más de 30 tipos diferentes.



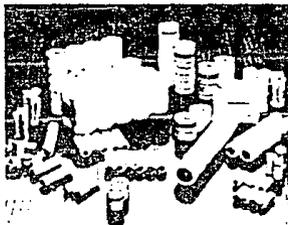
Código Dicope	Nombre Casositas	Tensión Nominal	Capacidad (A.H.) 20 hrs.	Impedancia interna en Ohms	Tipo de Terminal	Peso (Gramos)	Long (mm)	Ancho (mm)	Altura (mm)
486-0005-8	PS-400	4v	80	20	D	1100	44	84	95
486-0010-5	PS-610	6v	10	180	A	300	51	42	51
486-0015-1	PS-618	6v	18	90	A	400	75	51	52
486-0020-4	PS-626	6v	28	95	A	600	154	34	60
486-0025-3	PS-640	6v	40	45	A, C, B	800	70	48	102
486-0030-3	PS-660	6v	63	30	A	1400	161	34	94
486-0035-2	PS-682	6v	80	27	A, G, F	1500	88	56	118
486-0040-2	PS-8100	8v	100	18	A, G, D	2100	161	51	94
486-0045-1	PS-828	8v	28	70	A	800	178	34	80
486-0050-1	PS-1212	12v	12	300	A	600	87	47	81
486-0055-0	PS-1243	12v	50	75	A	2300	161	60	94
486-0060-0	PS-1268	12v	65	60	A	2800	161	60	94
486-0065-8	PS-12240	12v	240	24	C, O, D	8000	186	125	178
486-0070-4	PS-17300	12v	300	12	E	8000	187	132	158

**BATERIAS DE NIQUEL-CADMIO**

Baterías de níquel cadmio ampliamente usadas en electrónica de consumo y en aplicaciones industriales. Las baterías se pueden ensamblar si se tienen requerimientos especiales de espacio o eléctricos, solo proporcionar los datos de su diseño.

**CARACTERÍSTICAS:**

- Temperatura de operación: -20° a 50°C
- De aplicaciones en electrónica de consumo y aplicaciones industriales.
- Se les puede aplicar carga rápida o normal.



**CELDAS NORMALES**

Código	Nombre Comercial	Tensión Nominal	Capacidad a 8hrs	Diametro Máx. (mm)	Altura Máx. (mm)	Peso (Ozms)
486-0075-8	PS-13AA	1.2v	110 MAH	14.8	17.0	7.00
486-0080-8	PS-AAA	1.2v	180 MAH	10.5	44.5	10.0
486-0085-7	PS-AA	1.2v	600 MAH	14.8	50.5	22.0
486-0090-7	PS-BC	1.2v	1200 MAH	23.0	43.0	44.0
486-0095-9	PS-C	1.2v	300 MAH	26.0	50.0	78.0
486-0100-4	PS-D	1.2v	400 MAH	34.0	81.8	153.0

**18**

# Diodes and Rectifiers (General Purpose)



ECG Type	Description	Peak Reverse Voltage PRV Max V	Average Rectified Forward Current IO Max	Forward Current Repetitive Peak IFR M Max	Reverse Recovery Time trr	Forward Voltage Drop Max V <sub>F</sub>	AFC	Fast Sw	Gen Purp	Fast Recovery	Pg No.
ECG108	Gen Purp	Ge 100	200 mA	—	—	—			•		22
ECG116A	Gen Purp	Ge 40	80 mA	180 mA	—	—			•		22
ECG116MP	Matched Diode Pair	Ge 30	15 mA	at 80°C	—	—		•	•		22
ECG112	UNF Mixer (Schottky)	Si 5	25 mA	—	—	6 at 60 mA			•		24
ECG113A	Common Cathode Dual Diode, Carrier Tap, TV Horiz	Si 100	1.5 A	—	—	0.95 V at 1 A	•		•		215
ECG114	Series Dual Diodes, TV Horiz	Se 20	min 1.1 mA	—	—	—	•	•	•		212
ECG115	Common Anode Dual Diode, TV Horiz AFC	Se 20	min 1.1 mA	—	—	—	•		•		212
ECG116	Gen Purp Rect	Si 1000	1 A	—	—	0.8 V at 1 A			•		23
ECG117A	Gen Purp Rect, Metal Case	Si 1000	1.5 A	—	—	0.9 V			•		210
ECG120	Color TV Conv Rect	Se 18	65 mA	—	—	—			•		217
ECG128	Gen Purp Rect	Si 1000	2.5 A at 25°C Load Temp	—	—	0.8 V at 1 A			•		23
ECG156	Gen Purp Rect	Si 1000	3 A	—	—	1.1 V at 1.5 A			•		28
ECG178P VISU WITTED	TV Damper	Si 5000	600 mA	8 A	4 $\mu$ s	4.4 V at 500 mA			•		218
ECG177	Fast Sw, Det, etc.	Si 200	100 mA	250 mA	50 ns	1.0 V at 100 mA	•		•		24
ECG178MP	Matched Diode Pair, AFC, AFT, etc.	Si 50	75 mA	100 mA	—	1.0 V at 5 mA	•		•		25
ECG508	Sw, Fast Recovery, Bat Damper, Blanking	Si 1400	2 A	3.5 A	500 ns	1.0 V at 1 A		•	•	•	28
ECG507	Gen Purp Rect, Gating, Centering	Si 50	250 mA	—	3 $\mu$ s	1.0 V at 1 A			•		28
ECG515	Sw, Fast Recovery, SCR Off Clamp	Si 800	3 A	9 A	1.3 $\mu$ s	1.3 V at 4 A		•	•	•	28
ECG518	Fast Sw Diode	Si 100 (BRV)	200 mA	450 mA	4 ns	1.0 V at 10 mA			•		24
ECG526	Sw, Fast Recovery, Damper	Si 2000	1 A	—	500 ns (Fwd Rect)	2 V at 2 A		•	•	•	28
ECG661	Sw, Fast Recovery, Damper, Metal Case	Se 1500	1 A	—	1 $\mu$ s	1.5 V at 2 A		•	•	•	28
ECG562	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si 800	1 A	—	200 ns	1.5 V at 250 mA			•	•	23
ECG568	Gen Purp Rect, Fast Recovery, HV	Si 1500	1 A	—	250 ns	1.2		•	•	•	28
ECG580	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si 800	3 A	Single Surge 100 A	250 ns	1.3 V at 3 A		•	•	•	21A
ECG681	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si 400	8 A	Single Surge 150 A	200 ns	1.2 V at 3 A		•	•	•	241A
ECG582	TV Damper	Si 8000	3.0 mA	Single Surge 100 A	300 ns	8.0 V at 100 mA			•		217A
ECG583	Detector, Mixer, (Schottky) Hot Carrier Modulator	Si 70	15 mA	—	1 ps	41 V at 1 mA	•	•	•	•	24
ECG584	Detector, Mixer, (Schottky) Hot Carrier Modulator	Si 20	35 mA	—	1 ps	41 V at 1 mA	•	•	•	•	24

# TYPE TIL32 P-N GALLIUM ARSENIDE LIGHT SOURCE

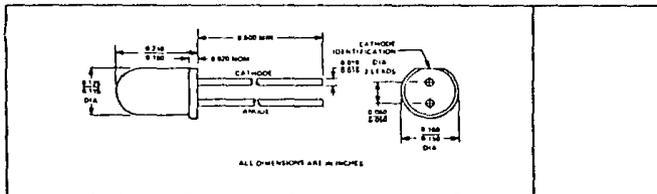
DESIGNED TO EMIT  
NEAR-INFRARED LIGHT  
WHEN FORWARD BIASED

- Output Spectrally Compatible with Silicon Sensors
- High Power Efficiency . . . Typically 5 Percent at 25°C
- High Power Output . . . Typically 1.2 mW at 25°C
- High Radiant Intensity . . . Typically 4 mW per Steradian†
- Plastic Package with Two Leads for Ease of Handling

TYPE TIL32  
BULLETIN NO. DL-57110A, SEPTEMBER 1971

### mechanical data

This device has a clear molded epoxy body with silver plated dumet leads.



15

### absolute maximum ratings

Reverse Voltage at 25°C Free Air Temperature	2 V
Continuous Forward Current at (or below) 25°C Free Air Temperature (See Note 1)	40 mA
Operating Free-Air Temperature Range	-40°C to 80°C
Storage Temperature Range	-40°C to 100°C
Lead Temperature 1/16 Inch from Case for 5 Seconds	240°C

### operating characteristics at 25°C free air temperature

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$P_D$	Radiant Power Output		0.5	1.2		mW
$\lambda_D$	Wavelength at Peak Emission		0.94			$\mu\text{m}$
$\Delta\lambda$	Spectral Bandwidth between Half Power Points	$I_f = 20 \text{ mA}$		600		$\text{\AA}$
$\theta_{HP}$	Emission Beam Angle between Half Power Points			35°		
$V_f$	Static Forward Voltage			1.3	1.6	V
$t_r$	Radiation Pulse Rise Time‡	$I_{pk} = 20 \text{ mA}$ $f = 45 \text{ kHz}$		600		ns
$t_f$	Radiation Pulse Fall Time‡			150		ns

† Radiant intensity is calculated from  $I_s = P_D / \Omega$  (for 0.5 sr). One steradian is the solid angle at the center of a sphere subtended by a portion of the surface area equal to the square of the radius of the sphere. There are 4π steradians in a complete sphere.

‡ Radiant pulse rise time is the time required for a change in radiant power output from 10% to 90% of its peak value for a step change in current; radiant pulse fall time is the time required for a change in radiant power output from 90% to 10% of its peak value for a step change in current.

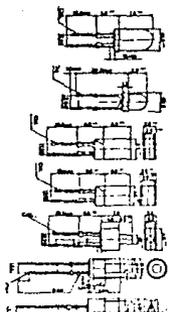
NOTE 1: Derate linearly to 80°C free air temperature at the rate of 0.13 mA/°C.

**DEL**

**DIODOS EMISORES DE LUZ**

**TAMAÑOS DE 3 Y 5 mm DE DIAMETRO**

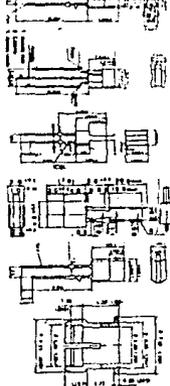
Diodos emisores de luz de intensidad luminosa alta. Corriente de operación baja. Maestros para replicación con circuitos integrables, transistores en modo de operación de corriente.



Código Dicopep	Número Comercial	Lente	Cable	Wp (mA)	Cd (mcd) 100mA	TP	Wp (mW)	Cápsula
184-1000-3	DEL1110R	Difuso		5-10	0.9	3.0	1	
184-1020-3	DEL1110R-1	Difuso			1.1	3.1	10	
184-1025-2	DEL1110R	Esfera			0.8	2.5	1	
184-1030-2	DEL1110R	Prancho DP	Poco	6-10	0.8	2.5	1	
184-1015-7	DEL1110T	Trancho			0.8	2.5	1	
184-1115-0	DEL3400P	Difuso			0.8	2.5	30	
184-1005-1	DEL1210R	Difuso		10-15	0.7	2.5	1	A
184-1005-1	DEL1210R	Difuso			0.7	2.5	10	
184-1050-2	DEL1210R	Esfera	Verde	10-15	1.1	3.0	10	
184-1110-2	DEL1210R	Trancho			1.1	3.0	10	
184-1110-2	DEL1210R	Difuso			1.1	3.0	10	
184-1105-7	DEL1210R	Esfera	Ambar	10-15	0.8	2.5	10	
184-1110-7	DEL1210R	Difuso			0.8	2.5	10	
184-1115-5	DEL1210R	Esfera	Ambar	15-15	1.1	3.0	10	
184-1025-7	DEL1210R	Esfera			0.7	2.5	10	
184-1010-8	DEL1210R	Esfera	Rosa	5-15	0.7	2.5	10	
184-1210-2	DEL1210R	Esfera			1.1	3.0	10	
184-1010-2	DEL1210R	Difuso			1.1	3.0	10	
184-1020-2	DEL1210R	Esfera	Verde	10-15	1.4	2.4	10	B
184-1020-2	DEL1210R	Difuso			1.4	2.4	10	
184-1030-7	DEL1210R	Esfera	Ambar	10-15	1.1	3.0	10	
184-1030-8	DEL1210R	Difuso			1.1	3.0	10	
184-1040-8	DEL1210R	Lente	Ambar	10-15	1.4	2.0	10	
184-1010-7	DEL1210R	Lente			1.4	2.0	10	L

**TAMAÑOS Y FORMAS ESPECIALES**

Para aplicaciones donde se requiere un diodo de forma para facilitar la indicación luminosa. Dicopep cuenta con diodos emisores de luz rectangulares, triangulares, cilindricos.



Código Dicopep	Número Comercial	Lente	Cable	Wp (mA)	Cd (mcd) 100mA	TP	Wp (mW)	Cápsula
184-1170-1	DEL1120R	Difuso	Poco	5-10	0.7	0.7	10	E
184-1170-5	DEL1120R	Difuso	Verde	10-15	0.7	0.7	10	
184-1180-2	DEL1120R	Prancho	Ambar	10-15	0.7	0.7	10	
184-1180-3	DEL1120R	Difuso	Verde	10-15	0.7	0.7	10	C
184-1190-3	DEL1120R	Difuso	Ambar	10-15	0.7	0.7	10	
184-1190-3	DEL1120R	Difuso	Rosa	5-10	0.7	0.7	10	
184-1180-2	DEL1220R	Difuso	Verde	10-15	0.7	0.7	10	D
184-1190-1	DEL1220R	Difuso	Ambar	10-15	0.7	0.7	10	
184-1180-1	DEL1220R	Difuso	Poco	5-10	0.7	0.7	10	J
184-1180-0	DEL1220R	Difuso	Verde	10-15	0.7	0.7	10	
184-1170-2	DEL1220R	Difuso	Ambar	10-15	0.7	0.7	10	
184-1180-9	DEL1280R	Difuso	Poco	25	2.5	2.5	10	F
184-1180-9	DEL1280R	Difuso	Verde	25	0.8	0.8	10	
184-1180-9	DEL1280R	Difuso	Ambar	25	0.8	0.8	10	
184-1180-9	DEL1280R	Difuso	Verde	25	0.8	0.8	10	
184-1200-9	DEL1280R	Difuso	Ambar	25	0.8	0.8	10	G
184-1200-9	DEL1280R	Difuso	Verde	25	0.8	0.8	10	
184-1180-4	DEL1300R	Difuso	Poco	5-10	0.8	0.8	10	I
184-1180-4	DEL1300R	Difuso	Verde	10-15	0.8	0.8	10	
184-1200-4	DEL1300R	Difuso	Ambar	25	0.8	0.8	10	
184-1200-4	DEL1300R	Difuso	Verde	25	0.8	0.8	10	
184-1180-7	DEL1300R	Difuso	Poco	5-10	0.8	0.8	10	K
184-1180-7	DEL1300R	Difuso	Verde	10-15	0.8	0.8	10	
184-1200-7	DEL1300R	Difuso	Ambar	25	0.8	0.8	10	
184-1200-7	DEL1300R	Difuso	Verde	25	0.8	0.8	10	
184-1180-8	DEL1300R	Difuso	Poco	5-10	0.8	0.8	10	M
184-1180-8	DEL1300R	Difuso	Verde	10-15	0.8	0.8	10	
184-1200-8	DEL1300R	Difuso	Ambar	25	0.8	0.8	10	
184-1200-8	DEL1300R	Difuso	Verde	25	0.8	0.8	10	
184-1180-0	DEL1410R	Difuso	Poco	10-30	1.5	3.0	20	A
184-1180-0	DEL1410R	Difuso	Verde	10-30	1.5	3.0	20	
184-1180-0	DEL1410R	Difuso	Ambar	10-30	1.5	3.0	20	B
184-1180-0	DEL1410R	Difuso	Verde	10-30	1.5	3.0	20	

**SUPER BRILLANTES**

Diodos emisores de luz con una brillantez uniforme excepcional muy adecuados para aplicaciones en donde se requieren luminancias ambientales muy altas y se requiere un alto contraste con una corriente de operación baja (DIN 81).

Código Dicopep	Número Comercial	Lente	Cable	Wp (mA)	Cd (mcd) 100mA	TP	Wp (mW)	Cápsula
184-1120-4	DEL1210R	Difuso	Poco	7	7	25	30	A
184-1120-4	DEL1210R	Esfera	10-30	15	30	30	30	
184-1120-4	DEL1210R	Difuso	Verde	7	7	25	30	
184-1120-4	DEL1210R	Esfera	Verde	7	7	25	30	
184-1120-4	DEL1210R	Difuso	Rosa	7	7	25	30	
184-1120-4	DEL1210R	Esfera	Rosa	10-30	5	20	20	B
184-1120-4	DEL1210R	Esfera	Verde	5	5	20	20	
184-1120-4	DEL1210R	Esfera	Verde	5	5	20	20	

**ULTRABRILLANTES**

Código Dicopep	Número Comercial	Lente	Cable	Wp (mA)	Cd (mcd) 100mA	TP	Wp (mW)	Cápsula
184-2100-5	DEL1815	Claro	Poco	10-20	500	30	30	O

Valores máximos sostenibles a 25°C  
 Corriente en periodo de pico I<sub>p</sub> = 30mA  
 Corriente Pico en sentido directo I<sub>p</sub> = 100mA  
 Tensión inversa máxima V<sub>R</sub> = 2V  
 Temperatura de operación T<sub>op</sub> = -30 a 85°C



## FUSIBLES

### FUSIBLE PARA USO GENERAL

#### FUSION RAPIDA

Se emplean para la protección de circuitos sin elevaciones de corriente durante la conexión o en servicio también para la interrupción muy rápida de corrientes excesivas y de corto circuito.

#### CARACTERÍSTICAS:

- Fusión rápida
- 110% de corriente nominal 4 ms (máx.)
- 135% de corriente nominal 1 hr (máx.)
- 200% de corriente nominal 5 seg (máx.)
- Valores de 10 máx: 10A 250V
- 6.350 x 31.8 mm



Código Dicopep	Nombre Comercial	Características
200-0100-4	04 001	0.5A a 250V
200-0105-3	04 0075	0.75A a 250V
200-0110-3	04 010	1A a 250V
200-0115-2	04 015	1.5A a 250V
200-0120-7	04 020	2A a 250V
200-0125-1	04 025	2.5A a 250V
200-0130-1	04 030	3A a 250V
200-0135-0	04 040	4A a 250V
200-0140-0	04 050	5A a 250V
200-0145-8	04 060	6A a 250V
200-0150-8	04 070	7A a 250V
200-0155-8	04 080	8A a 250V

### FUSIBLES ESPECIALES PARA EQUIPO EUROPEO

#### FUSION RAPIDA

Se utilizan principalmente como protección de aparatos de medición, instrumentación, ya que por sus dimensiones y características pueden adaptarse fácilmente a estos equipos.

#### CARACTERÍSTICAS:

- FUSION RAPIDA
- 150% de corriente nominal 1 hr (mínimo)
- 210% de corriente nominal 30 minutos (máx.)
- 400% de corriente nominal 0.3 segundos (máx.)
- S a 20mm
- Valores de 80mA a 10 DA, 250V

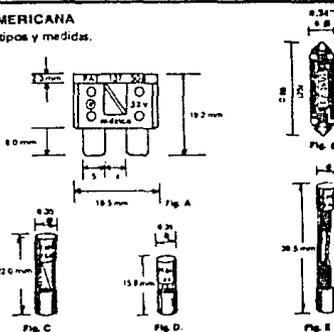


Código Dicopep	Nombre Comercial	Características
200-0180-8	53 0025	0.25A a 250V
200-0182-5	53 005	0.050A a 250V
200-0190-5	53 0063	0.63A a 250V
200-0195-4	53 008	0.8A a 250V
200-0200-2	53 010	1.0A a 250V
200-0205-1	53 018	1.6A a 250V
200-0210-1	53 020	2.0A a 250V
200-0215-0	53 030	3.0A a 250V
200-0220-0	53 040	4.0A a 250V
200-0225-9	53 050	5.0A a 250V
200-0230-8	53 100	10.0A a 250V

### FUSIBLES PARA USO AUTOMOTRIZ DE NORMA AMERICANA

Se usan especialmente en automóviles y existen en diferentes tipos y medidas.

Código Dicopep	Nombre Comercial	Características	Fig.
200-0200-5	01 040	4A a 32V	D C C A A B B E E
200-0170-7	01 078	7.5A a 32V	
200-0175-6	01 080	8A a 32V	
200-0180-8	10 200	20A a 32V	
200-0185-7	10 300	30A a 32V	
200-0310-9	40 080	8A a 24V	
200-0315-8	40 180	18A a 24V	
200-0320-8	40 330	25A a 24V	
200-0325-7	41 140	14A a 32V	
200-0330-7	41 200	20A a 32V	
200-0335-6	43 100	10A a 32V	E
200-0340-6	43 300	30A a 32V	

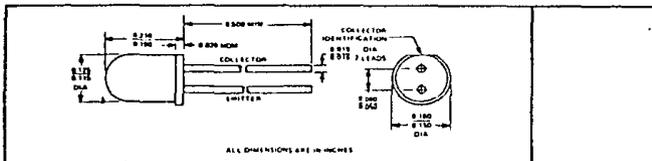


# TYPE TIL78 N-P-N SILICON PHOTOTRANSISTOR

- Designed for Automatic or Hand Insertion in Sockets or PC Boards
- Recommended for Industrial Applications Requiring Low-Cost Discrete Phototransistors
- Spectrally and Mechanically Matched with TIL32 IR Emitter.

mechanical data

This device has a clear molded epoxy body with silver-plated dumet leads.



TYPE TIL78  
DRAWING NO. DL837118A SEPTEMBER 1971

absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Collector-Emitter Voltage	50 V
Emitter-Collector Voltage	7 V
Continuous Device Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 1)	50 mW
Operating Free-Air Temperature Range	-40°C to 80°C
Storage Temperature Range	-40°C to 100°C
Lead Temperature 1/16 Inch from Case for 5 Seconds	240°C

electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{BR(CEO)}$ Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 100 \mu A, H = 0$	50			V
$V_{BR(EO)}$ Emitter-Collector Breakdown Voltage	$I_E = 100 \mu A, H = 0$	7			V
$I_D$ Dark Current	$V_{CE} = 30 V, H = 0$ $T_A = 80^\circ C$		1		$\mu A$
$I_L$ Light Current	$V_{CE} = 5 V, H = 20 mW/cm^2$ $V_{CE} = 5 V, H = 2 mW/cm^2$		1 0.5		mA
$V_{CE(sat)}$ Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 2 mA, H = 20 mW/cm^2$ , See Note 2		0.4		V

switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
$t_r$ Rise Time	$V_{CC} = 30 V, I_L = 800 \mu A$	1.5	
$t_f$ Fall Time	$R_L = 1 k\Omega$ , See Figure 1	15	$\mu s$

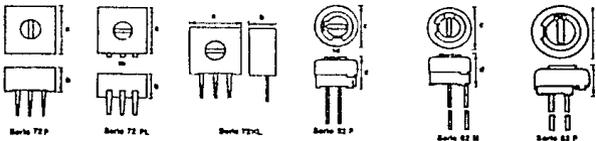
- NOTES
1. Operate linearly to 80°C free-air temperature at the rate of 0.91 mW/cm<sup>2</sup>.
  2. Irradiance (H) is the radiant power per unit area incident upon a surface. For this measurement the source is an unfilament tungsten linear filament lamp operating at a color temperature of 2830 K.



**POTENCIOMETROS PREAJUSTABLES DE UNA VUELTA**

Presentamos a usted una selección de los tipos de potenciómetros de pista de cermet más populares, en su totalidad de una sola vuelta.  
 — Serie 72 Forma cuadrada en tres tipos diferentes de montaje.  
 — Serie 72 Forma rectangular en tres tipos diferentes de montaje.  
 — Serie 82 Forma rectangular en dos tipos diferentes de montaje.  
 Existen modelos con características mecánicas diferentes a las aquí mostradas. Póngase en contacto con el departamento de ventas.

Modelo Código	Serie 72FL		Serie 72EL		Serie 82P		Serie 82H		Serie 82P	
	Código Descripción	Resistencia aparente (Ω)								
72FL	72FL-100-1	100Ω	72FL-100-2	200Ω	72FL-100-3	300Ω	72FL-100-4	400Ω	72FL-100-5	500Ω
72EL	72EL-100-1	100Ω	72EL-100-2	200Ω	72EL-100-3	300Ω	72EL-100-4	400Ω	72EL-100-5	500Ω
82P	82P-100-1	100Ω	82P-100-2	200Ω	82P-100-3	300Ω	82P-100-4	400Ω	82P-100-5	500Ω
82H	82H-100-1	100Ω	82H-100-2	200Ω	82H-100-3	300Ω	82H-100-4	400Ω	82H-100-5	500Ω
72FL	72FL-100-6	100Ω	72FL-100-7	200Ω	72FL-100-8	300Ω	72FL-100-9	400Ω	72FL-100-10	500Ω
72EL	72EL-100-6	100Ω	72EL-100-7	200Ω	72EL-100-8	300Ω	72EL-100-9	400Ω	72EL-100-10	500Ω
82P	82P-100-6	100Ω	82P-100-7	200Ω	82P-100-8	300Ω	82P-100-9	400Ω	82P-100-10	500Ω
82H	82H-100-6	100Ω	82H-100-7	200Ω	82H-100-8	300Ω	82H-100-9	400Ω	82H-100-10	500Ω
72FL	72FL-100-11	100Ω	72FL-100-12	200Ω	72FL-100-13	300Ω	72FL-100-14	400Ω	72FL-100-15	500Ω
72EL	72EL-100-11	100Ω	72EL-100-12	200Ω	72EL-100-13	300Ω	72EL-100-14	400Ω	72EL-100-15	500Ω
82P	82P-100-11	100Ω	82P-100-12	200Ω	82P-100-13	300Ω	82P-100-14	400Ω	82P-100-15	500Ω
82H	82H-100-11	100Ω	82H-100-12	200Ω	82H-100-13	300Ω	82H-100-14	400Ω	82H-100-15	500Ω
72FL	72FL-100-16	100Ω	72FL-100-17	200Ω	72FL-100-18	300Ω	72FL-100-19	400Ω	72FL-100-20	500Ω
72EL	72EL-100-16	100Ω	72EL-100-17	200Ω	72EL-100-18	300Ω	72EL-100-19	400Ω	72EL-100-20	500Ω
82P	82P-100-16	100Ω	82P-100-17	200Ω	82P-100-18	300Ω	82P-100-19	400Ω	82P-100-20	500Ω
82H	82H-100-16	100Ω	82H-100-17	200Ω	82H-100-18	300Ω	82H-100-19	400Ω	82H-100-20	500Ω
72FL	72FL-100-21	100Ω	72FL-100-22	200Ω	72FL-100-23	300Ω	72FL-100-24	400Ω	72FL-100-25	500Ω
72EL	72EL-100-21	100Ω	72EL-100-22	200Ω	72EL-100-23	300Ω	72EL-100-24	400Ω	72EL-100-25	500Ω
82P	82P-100-21	100Ω	82P-100-22	200Ω	82P-100-23	300Ω	82P-100-24	400Ω	82P-100-25	500Ω
82H	82H-100-21	100Ω	82H-100-22	200Ω	82H-100-23	300Ω	82H-100-24	400Ω	82H-100-25	500Ω
72FL	72FL-100-26	100Ω	72FL-100-27	200Ω	72FL-100-28	300Ω	72FL-100-29	400Ω	72FL-100-30	500Ω
72EL	72EL-100-26	100Ω	72EL-100-27	200Ω	72EL-100-28	300Ω	72EL-100-29	400Ω	72EL-100-30	500Ω
82P	82P-100-26	100Ω	82P-100-27	200Ω	82P-100-28	300Ω	82P-100-29	400Ω	82P-100-30	500Ω
82H	82H-100-26	100Ω	82H-100-27	200Ω	82H-100-28	300Ω	82H-100-29	400Ω	82H-100-30	500Ω



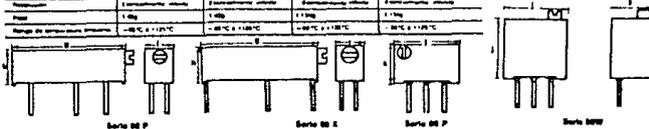
**POTENCIOMETROS PREAJUSTABLES MULTIVUELTAS**

Estos componentes reúnen las más altas normas de calidad y confiabilidad. Presentamos a ustedes una selección de los tipos más usuales, pero existen otros tipos para aplicaciones más especializadas. Presentamos a ustedes los modelos de 20 vueltas.

— Serie 88 Forma rectangular en dos tipos diferentes de montaje. — Serie 88 Forma cuadrada en dos tipos diferentes de montaje.

Modelo Código	Serie 88P		Serie 88E		Serie 88P		Serie 88E	
	Código Descripción	Resistencia aparente (Ω)						
88P	88P-100-1	100Ω	88P-100-2	200Ω	88P-100-3	300Ω	88P-100-4	400Ω
88E	88E-100-1	100Ω	88E-100-2	200Ω	88E-100-3	300Ω	88E-100-4	400Ω
88P	88P-100-5	100Ω	88P-100-6	200Ω	88P-100-7	300Ω	88P-100-8	400Ω
88E	88E-100-5	100Ω	88E-100-6	200Ω	88E-100-7	300Ω	88E-100-8	400Ω
88P	88P-100-9	100Ω	88P-100-10	200Ω	88P-100-11	300Ω	88P-100-12	400Ω
88E	88E-100-9	100Ω	88E-100-10	200Ω	88E-100-11	300Ω	88E-100-12	400Ω
88P	88P-100-13	100Ω	88P-100-14	200Ω	88P-100-15	300Ω	88P-100-16	400Ω
88E	88E-100-13	100Ω	88E-100-14	200Ω	88E-100-15	300Ω	88E-100-16	400Ω
88P	88P-100-17	100Ω	88P-100-18	200Ω	88P-100-19	300Ω	88P-100-20	400Ω
88E	88E-100-17	100Ω	88E-100-18	200Ω	88E-100-19	300Ω	88E-100-20	400Ω
88P	88P-100-21	100Ω	88P-100-22	200Ω	88P-100-23	300Ω	88P-100-24	400Ω
88E	88E-100-21	100Ω	88E-100-22	200Ω	88E-100-23	300Ω	88E-100-24	400Ω
88P	88P-100-25	100Ω	88P-100-26	200Ω	88P-100-27	300Ω	88P-100-28	400Ω
88E	88E-100-25	100Ω	88E-100-26	200Ω	88E-100-27	300Ω	88E-100-28	400Ω
88P	88P-100-29	100Ω	88P-100-30	200Ω	88P-100-31	300Ω	88P-100-32	400Ω
88E	88E-100-29	100Ω	88E-100-30	200Ω	88E-100-31	300Ω	88E-100-32	400Ω
88P	88P-100-33	100Ω	88P-100-34	200Ω	88P-100-35	300Ω	88P-100-36	400Ω
88E	88E-100-33	100Ω	88E-100-34	200Ω	88E-100-35	300Ω	88E-100-36	400Ω
88P	88P-100-37	100Ω	88P-100-38	200Ω	88P-100-39	300Ω	88P-100-40	400Ω
88E	88E-100-37	100Ω	88E-100-38	200Ω	88E-100-39	300Ω	88E-100-40	400Ω
88P	88P-100-41	100Ω	88P-100-42	200Ω	88P-100-43	300Ω	88P-100-44	400Ω
88E	88E-100-41	100Ω	88E-100-42	200Ω	88E-100-43	300Ω	88E-100-44	400Ω
88P	88P-100-45	100Ω	88P-100-46	200Ω	88P-100-47	300Ω	88P-100-48	400Ω
88E	88E-100-45	100Ω	88E-100-46	200Ω	88E-100-47	300Ω	88E-100-48	400Ω
88P	88P-100-49	100Ω	88P-100-50	200Ω	88P-100-51	300Ω	88P-100-52	400Ω
88E	88E-100-49	100Ω	88E-100-50	200Ω	88E-100-51	300Ω	88E-100-52	400Ω
88P	88P-100-53	100Ω	88P-100-54	200Ω	88P-100-55	300Ω	88P-100-56	400Ω
88E	88E-100-53	100Ω	88E-100-54	200Ω	88E-100-55	300Ω	88E-100-56	400Ω
88P	88P-100-57	100Ω	88P-100-58	200Ω	88P-100-59	300Ω	88P-100-60	400Ω
88E	88E-100-57	100Ω	88E-100-58	200Ω	88E-100-59	300Ω	88E-100-60	400Ω
88P	88P-100-61	100Ω	88P-100-62	200Ω	88P-100-63	300Ω	88P-100-64	400Ω
88E	88E-100-61	100Ω	88E-100-62	200Ω	88E-100-63	300Ω	88E-100-64	400Ω
88P	88P-100-65	100Ω	88P-100-66	200Ω	88P-100-67	300Ω	88P-100-68	400Ω
88E	88E-100-65	100Ω	88E-100-66	200Ω	88E-100-67	300Ω	88E-100-68	400Ω
88P	88P-100-69	100Ω	88P-100-70	200Ω	88P-100-71	300Ω	88P-100-72	400Ω
88E	88E-100-69	100Ω	88E-100-70	200Ω	88E-100-71	300Ω	88E-100-72	400Ω
88P	88P-100-73	100Ω	88P-100-74	200Ω	88P-100-75	300Ω	88P-100-76	400Ω
88E	88E-100-73	100Ω	88E-100-74	200Ω	88E-100-75	300Ω	88E-100-76	400Ω
88P	88P-100-77	100Ω	88P-100-78	200Ω	88P-100-79	300Ω	88P-100-80	400Ω
88E	88E-100-77	100Ω	88E-100-78	200Ω	88E-100-79	300Ω	88E-100-80	400Ω
88P	88P-100-81	100Ω	88P-100-82	200Ω	88P-100-83	300Ω	88P-100-84	400Ω
88E	88E-100-81	100Ω	88E-100-82	200Ω	88E-100-83	300Ω	88E-100-84	400Ω
88P	88P-100-85	100Ω	88P-100-86	200Ω	88P-100-87	300Ω	88P-100-88	400Ω
88E	88E-100-85	100Ω	88E-100-86	200Ω	88E-100-87	300Ω	88E-100-88	400Ω
88P	88P-100-89	100Ω	88P-100-90	200Ω	88P-100-91	300Ω	88P-100-92	400Ω
88E	88E-100-89	100Ω	88E-100-90	200Ω	88E-100-91	300Ω	88E-100-92	400Ω
88P	88P-100-93	100Ω	88P-100-94	200Ω	88P-100-95	300Ω	88P-100-96	400Ω
88E	88E-100-93	100Ω	88E-100-94	200Ω	88E-100-95	300Ω	88E-100-96	400Ω
88P	88P-100-97	100Ω	88P-100-98	200Ω	88P-100-99	300Ω	88P-100-100	400Ω
88E	88E-100-97	100Ω	88E-100-98	200Ω	88E-100-99	300Ω	88E-100-100	400Ω

DIMENSIONES	
	milímetros
a	8.525 ± 0.275
b	4.750 ± 0.187
c	8.750 ± 0.250
d	5.080 ± 0.250
e	8.750 ± 0.250
f	2.854 ± 0.140
g	19.040 ± 0.750
h	8.300 ± 0.250
i	4.820 ± 0.180
j	8.520 ± 0.275
k	4.225 ± 0.245



A P E N D I C E B

**COMPARACION DE LA CURVA ESTANDAR DE RESPUESTA  
DEL TRANSDUCTOR DE HUMEDAD RELATIVA  
CONTRA LA ECUACION DEL FABRICANTE  
Y LA OBTENIDA PARA EL RANGO DE 0% A 28%**

HUMEDAD RELATIVA (%)	RESISTENCIA DEL TRANSDUCTOR (ohms) CURVA ESTANDAR	ECUACION DEL FABRICANTE	ECUACION OBTENIDA
0	10'000,000	30'749,347	10'000,000
10	2'550,000	3'247,776	2'473,005
11	2'200,000	2'677,823	2'150,540
12	1'950,000	2'218,745	1'870,122
13	1'650,000	1'847,066	1'626,269
14	1'400,000	1'544,653	1'414,214
15	1'200,000	1'297,419	1'229,809
16	1'050,000	1,094,363	1'069,449
17	* 900,000	926,849	929,999
18	* 780,000	788,062	808,733
19	* 680,000	672,598	703,279
20	* 585,000	576,153	611,575
21	* 510,000	495,283	531,830
22	450,000	427,218	462,482
23	390,000	369,724	402,177
24	* 300,000	320,989	349,736
25	* 260,000	279,538	304,132
26	* 230,000	244,167	264,475
27	* 205,000	213,889	229,989
28	200,000	187,890	200,000
29	180,000	165,499	
30	160,000	146,159	
40	50,000	47,948	
50	19,000	19,041	
60	8,800	8,748	
70	4,550	4,503	
80	2,600	2,538	
90	1,600	1,539	
100	1,000	991	

A P E N D I C E C

**BTENCION DE LA ECUACION PARA EL TRANSDUCTOR  
DE HUMEDAD RELATIVA EN EL RANGO DE 0% A 28%**

La gráfica que expresa la variación del valor de la resistencia del transductor *PCRC-II HD* en el rango de valores de humedad relativa que va de 0% a 28%, se ajusta a una recta trazada sobre una trama semilogarítmica (ver figura 3.21).

Empleando la ecuación general de una recta  $y = mX + b$ , y sustituyendo las variables a emplear, teniendo presente la característica logarítmica de la resistencia del transductor, obtenemos:

$$HR = m \log_{10} R_T + b \quad \dots (C.1)$$

Obteniendo de la figura 3.21 los valores de  $R_T$  correspondientes a 0% y 28% de humedad relativa, se llega a:

HUMEDAD RELATIVA	RESISTENCIA DEL TRANSDUCTOR
0%	10 Mohms (1x10 <sup>7</sup> )
28%	200 Kohms (2x10 <sup>5</sup> )

Sustituyendo el primer par de valores en la ecuación (C.1), obtenemos:

$$\begin{aligned} 0 &= m \log_{10} 1 \times 10^7 + b \\ b &= -7m \quad \dots (C.2) \end{aligned}$$

Sustituyendo el segundo par de valores y (C.2) en (C.1), se obtiene:

$$28 = m \log_{10} 2 \times 10^5 - 7m$$

$$28 = m (\log_{10} 2 + 5 - 7)$$

$$m = 28 / (\log_{10} 2 - 2)$$

y aplicando este resultado a (C.2):

$$b = -7 \times 28 / (\log_{10} 2 - 2)$$

Volviendo a escribir (C.1) con los valores obtenidos para  $m$  y  $b$ , y factorizando el término  $28 / (\log_{10} 2 - 2)$ , se llega a la ecuación buscada, que es:

$$HR = 28 \times (\log_{10} R_T - 7) / (\log_{10} 2 - 2)$$

## BIBLIOGRAFIA

## BIBLIOGRAFIA

- 6502 ASSEMBLY LANGUAGE SUBROUTINES: *Lance A. Leventhal and Winthrop Saville*, Osborne/McGraw Hill, California, 1982.
- AND DISPLAY PRODUCTS CATALOG: *William J. Purdy Company*, California, 1987.
- ATLAS DE METEOROLOGIA: *R. Candel Vila*, Ediciones Jover, S. A., Barcelona, 1976.
- ATLAS DEL AGUA DE LA REPUBLICA MEXICANA: *Secretaria de Recursos Hidráulicos*, México, 1976.
- BASIC ELECTRONIC INSTRUMENT HANDBOOK: *Clyde F. Coombs*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1972.
- CIRCUITOS ELECTRICOS, *Joseph A. Edminster*, Libros McGraw-Hill, México, 1975.
- CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES Y AMPLIFICADORES OPERACIONALES: *Robert F. Coughlin y Frederick F. Driscoll*, Prentice-Hall Hispanoamericana, S. A., México, 1987.
- CONTROL OF ELECTRICAL QUANTITIES IN INSTRUMENTATION, *Howard V. Malmstadt, Christie G. Enke and Stanley R. Crouch*, W. A. Benjamin, Inc., California, 1973.
- DIGITAL AND ANALOG DATA CONVERSIONS: *Howard V. Malmstadt, Christie G. Enke and Stanley R. Crouch*, W. A. Benjamin, Inc., California, 1973.
- DIGITAL COMPUTER ELECTRONICS: *Albert Paul Malvino*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1977.
- ECG SEMICONDUCTORS MASTER REPLACEMENT GUIDE, *Phillips ECG Inc.*, New York, 1985.
- ELECTRONIC ANALOG/DIGITAL CONVERSIONS, *H. Schmid*, Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1970.
- ELECTRONIC ANALOG MEASUREMENTS AND TRANSDUCERS: *Howard V. Malmstadt, Christie G. Enke and Stanley R. Crouch*, W. A. Benjamin, Inc., California, 1973.
- ELECTRONIC CIRCUITS DIGITAL AND ANALOG: *Charles A. Holt*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1978.
- ELECTRONIC INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNIQUES: *William D. Cooper*, Prentice Hall Inc., New Jersey, 1978.

- ELECTRONICA, TEORIA DE CIRCUITOS: *Boylestad Nashelsky*, Editorial Prentice Hall Internacional, Colombia, 1983.
- ENGINEERING MEASUREMENTS: *C. V. Collet and A. D. Hope*, Pitman Publishing, New York, 1974.
- GEOHYDROLOGY: *Roger J. M. DeWiest*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1965.
- GUIA DE COMPRAS DICOPEL: *Dicopel S.A. de C.V.*, México, 1988.
- HANDBOOK OF COMPONENTS FOR ELECTRONICS: *Charles A. Harper*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1977.
- HANDBOOK OF ELECTRONIC CALCULATIONS FOR ENGINEERS AND TECHNICIANS: *Milton Kaufman and Arthur H. Seidman*, McGraw-Hill, New York, 1979.
- HANDBOOK OF LINEAR INTEGRATED ELECTRONICS FOR RESEARCH: *T. D. S. Hamilton*, McGraw-Hill Book Company (UK) Limited, London, 1977.
- HIDROLOGIA PARA INGENIEROS: *Ray K. Linsley, Max A. Kohler y Joseph L. H. Paulus*, Editorial McGraw-Hill Latinoamericana, S.A., México, 1977.
- IC ARRAY COOKBOOK: *Walter G. Jung*, Hayden Book Company, New Jersey, 1980.
- IC CONVERTER COOKBOOK: *Walter G. Jung*, Howard W. Sams & Co., Inc., Indiana, 1982.
- INGENIERIA DE LOS RECURSOS HIDRAULICOS: *Ray K. Linsley y Joseph B. Franzini*, Compañía Editorial Continental S.A., México, 1977.
- INSTRUMENTACION INDUSTRIAL: *Antonio Creus*, Publicaciones Marcombo, S.A., Barcelona, 1985.
- INSTRUMENTATION IN SCIENTIFIC RESEARCH-ELECTRICAL INPUT TRANSDUCERS, *K. S. Lion*, McGraw Hill Book Company, New York, 1959.
- LA TIERRA, MARES, CLIMAS, CONTINENTES: (*ed. en esp.*) *Pedro Botia*, Círculo de Lectores S. A., Barcelona, 1985.
- LINEAR DATA BOOK 2: *National Semiconductor Corporation*, California, 1982.
- MANUAL DE ANEMOMETRO Y ANEMOSCOPIO MODELOS 6301 Y 6101: *R. M. Young Company*, Michigan, 1986.
- MANUAL DE INSTRUCCIONES METEOROLOGICAS: *Anibal Ribeiro y José María Bergeiro*, Ministerio de la Defensa Nacional, Servicio Meteorológico del Uruguay, Montevideo, 1943.

- METODOS EXPERIMENTALES PARA INGENIEROS: *Jack P. Holman*, McGraw-Hill, México, 1986.
- MODERN ELECTRONIC CIRCUITS REFERENCE MANUAL: *John Markus*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1980.
- MOTOROLA CMOS/NMOS SPECIAL FUNCTIONS DATA: *Motorola Inc.*, Texas, 1986.
- OPERATIONAL AMPLIFIERS, *G. E. Tobey, J. G. Graeme and L. P. Huelsman (eds.)*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1971.
- OPERATIONAL AMPLIFIERS, THEORY AND PRACTICE: *James K. Roberge*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1975.
- PHYSICAL METEOROLOGY: *John G. Albright*, Prentice Hall Inc., New Jersey, 1947.
- SIGNETICS ANALOG APPLICATIONS MANUAL: *Signetics Corporation*, California, 1979.
- THE OPTOELECTRONICS DATA BOOK: *Texas Instruments Incorporated*, Texas, 1978.